第4代大型DIPIPM 应用手册(第一版)

Large DIPIPM Ver. 4 Application Note (Ver.1) PS21A7* Series

（参照日文版 DPH-6414 及英文版 DPH-6414e）

版权声明

本手册根据三菱电机（日本）的《大型 DIPIPM Ver.4 应用手册》（日文版 DPH-6414，并部分英文版 DPH-6414e）翻译而成。

三菱电机株式会社和三菱电机机电（上海）有限公司拥有本手册内所有资料的版权。

任何个人和企业在未得到书面许可的情况下，不得传播、复制、转载、出版和出售涉及本手册的任何内容。如有违反，我们将保留追究其法律责任的权利。敬请留意。

2009 年 3 月

目 录

第 1 章 产品概要 1

1.1 用途 1
1.2 第 4 代大型DIPIPM产品系列 1
1.3 特征和性能 1
1.4 与以前产品的比较 2

第 2 章 规格和功能 3

2.1 DIPIPM规格 3
2.1.1 最大额定值 3
2.1.2 电气特性：热阻 4
2.1.3 电气特性：静态特性以及开关特性 5
2.1.4 电气特性：控制（保护）特性 6
2.1.5 推荐工作条件 7
2.1.6 机械特性及其定额 8
2.2 保护功能及其工作时序 9
2.2.1 短路保护 9
2.2.2 控制电源欠压保护（UV） 12
2.2.3 温度模拟信号输出功能 13
2.3 封装 16
2.3.1 封装外形 16
2.3.2 功率硅片的位置 17
2.3.3 激光标签的位置 17
2.3.4 引脚说明 18
2.4 安装方法 20
2.4.1 绝缘距离 20
2.4.2 安装方法和注意事项 20
2.4.3 焊接要求和注意事项 21

第 3 章 使用方法 22

3.1 使用方法和应用 22
3.1.1 系统连接 22
3.1.2 接口电路（无光耦） 23
3.1.3 接口电路（光耦隔离接口） 24
3.1.4 信号输入引脚和Fo引脚的电路 25
3.1.5 吸收电路 27
3.1.6 GND周围布线的影响 28
3.1.7 PCB设计的注意事项 29
3.1.8 DIPIPM的安全工作区（开关状态、短路状态） 30
3.1.9 短路SOA 30
3.1.10 工作寿命 32
3.2 功耗计算和热设计 33

3.2.1 功耗计算 33
3.2.2 温升考虑和计算例子 34
3.3 抗噪声能力 35
3.3.1 测试回路 35
3.3.2 对策及注意事项 35
3.3.3 抗静电能力 36
第 4 章 DIPIPM外部参数的设定指南 38
4.1 单电源驱动 38
4.1.1 自举电容初始充电的原理 38
4.1.2 变频工作中的自举电容充/放电 38
第 5 章 其它 42
5.1 包装规格 42
5.2 使用注意事项 43

第 1 章　产品概要

1.1 用途

商用空调和大型空调等的压缩机驱动，风扇马达变频控制和伺服控制器，以及小功率工业用通用变频器等。

1.2 第4代大型DIPIPM产品系列

表 1-1　产品系列

型号	额定值	电机容量	绝缘电压 Viso
PS21A79	50A/600V	3.7 kW/220VAC	AC2500Vrms (正弦 60Hz，1 分钟，所有引脚短路后与散热器之间。)
PS21A7A	75A/600V	5.5 kW/220VAC	

注）

电机额定容量是指，适用于一般工业通用变频器的容量。应用条件不同，适用的电机容量也不同。

1.3 特征和性能

第 4 代大型 DIPIPM 采用便于量产、性能优异的压注模封装技术，将电机控制用逆变回路的功率硅片及其驱动和保护电路等集成于一个模块之中。

与三菱第 3 代大型 DIPIPM 相比，由于在绝缘结构中采用了高导热性能的绝缘导热片，因此在相同的封装尺寸下，第 4 代大型 DIPIPM 能够提供相对更高的额定电流(75A/600V)，扩展了产品线。

图 1.1 给出了外观照片，图 1.2 给出了内部结构图。

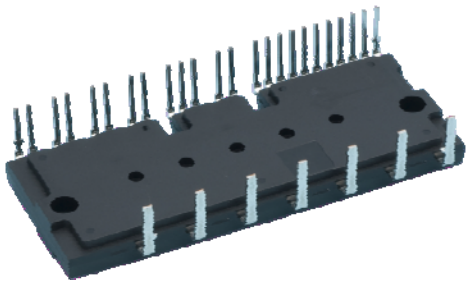
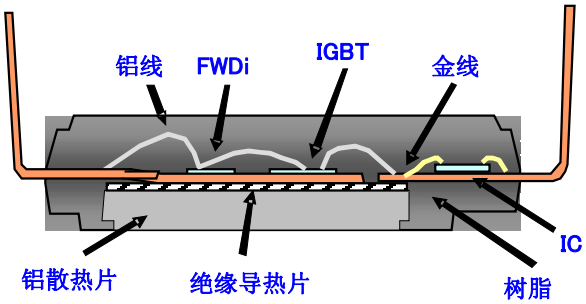


图 1.1 模块的外观照片图



1.2 内部断面结构图

■内置功能

●P 侧 IGBT 部分：

驱动电路、高压电平转换电路、控制电源欠压(UV)保护电路（无故障信号输出）。

●N 侧 IGBT 部分：

驱动电路、短路保护电路、控制电源欠压(UV)保护电路；

（短路保护：通过 DIPIPM 外部的电流检测电阻，对 N 侧 IGBT 硅片的分流电流进行检测，并反馈给 DIPIPM）

LVIC 温度模拟量输出电路。

●故障信号输出：

N 侧 IGBT 短路保护及 N 侧控制电源欠压保护时输出。

●IGBT 驱动电源：

DC15V 单一电源

●输入接口：

高电平有效

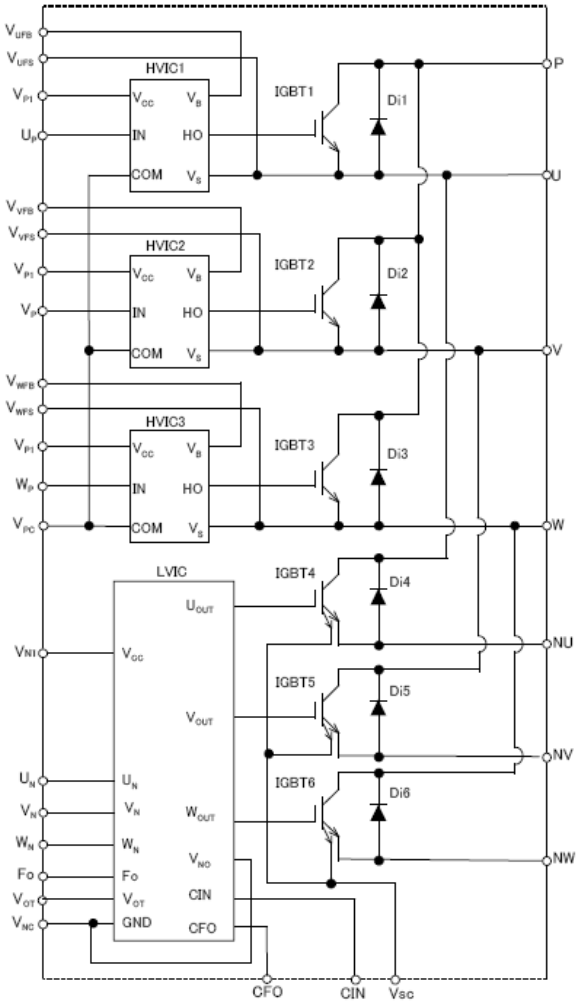


图 1.3 内部电路图

1.4 与以前产品的比较

第 4 代大型 DIPIPM 和第 3 代大型 DIPIPM(PS2186X)的不同点，主要有以下几个方面：

(1) 产品容量的扩展

由于绝缘导热结构从树脂绝缘结构改成了绝缘导热片结构，结到壳间的热阻大大降低，因此在封装尺寸相同的情况下，从原来最大电流为 50A/600V 的产品扩展到 75A/600V 的产品。

(2) 短路保护检测方法的改变

以前在 N 引脚外外接旁路电阻（shunt-resistor）来实现短路电流的检测。在电流增大时，电阻部分的损耗也变大，需要选取功率大的电阻。

第 4 代大型 DIPIPM 采用具有电流传感功能的 IGBT 硅片，通过检测与主电流成比例的微小电流来检测短路情况，从而改变了检测方法。因此，没有必要在主电流流经的通路上外接旁路电阻，改善了电阻部分的损耗。

详见 2.2.1。

(3) LVIC 温度模拟输出功能

在 N 侧 IGBT 的 LVIC 内集成了温度检测元件，此电路将输出一个模拟信号。这样就可以代替原来安装在外部散热器上的热敏电阻来进行过热保护。

（虽检测出 LVIC 部分的温度，但由于 LVIC 远离 IGBT 硅片，因此无法跟踪开关工作时 IGBT 硅片急剧变化的瞬时温度。而且，过热时内部无法自主保护。为了能够进行过温保护，应监视模块的该模拟量输出，必要时关断输入信号。）详见 2.2.2。

(4) 引脚排列

为实现以上(2)(3)的功能而增加了 2 个引脚，以及将 N 侧 IGBT 的发射极引脚分开（即相应分为 3 个引脚）引出，这些都与第 3 代大型 DIPIPM (PS2186X)不同。详见 2.3。

第 2 章 规格和功能

2.1 DIPIPM规格

以 PS21A7A(75A/600V)为例进行说明，其它型号请参照相应的规格书。

2.1.1 最大额定值

PS21A7A (75A/600V)的最大额定值如表 2-1 所示。

表 2-1 PS21A7A (75A/600V)的最大额定值

最大额定值（Tj＝25℃，注明的除外）

逆变部分

项 目	符 号	条 件	额定值	单 位	
电源电压	V_{CC}	P-NU、NV、NW 间	450	V	①
电源电压（浪涌）	$V_{CC(surge)}$	P-NU、NV、NW 间	500	V	②
集电极-发射极间电压	V_{CES}		600	V	③
集电极电流	$\pm I_C$	Tc=25℃	75	A	④
集电极电流（尖峰值）	$\pm I_{CP}$	Tc=25℃，1ms 以内	150	A	
集电极损耗	P_C	Tc=25℃，每 1 个单元	162	W	
结温	Tj		-20～+150	℃	⑤

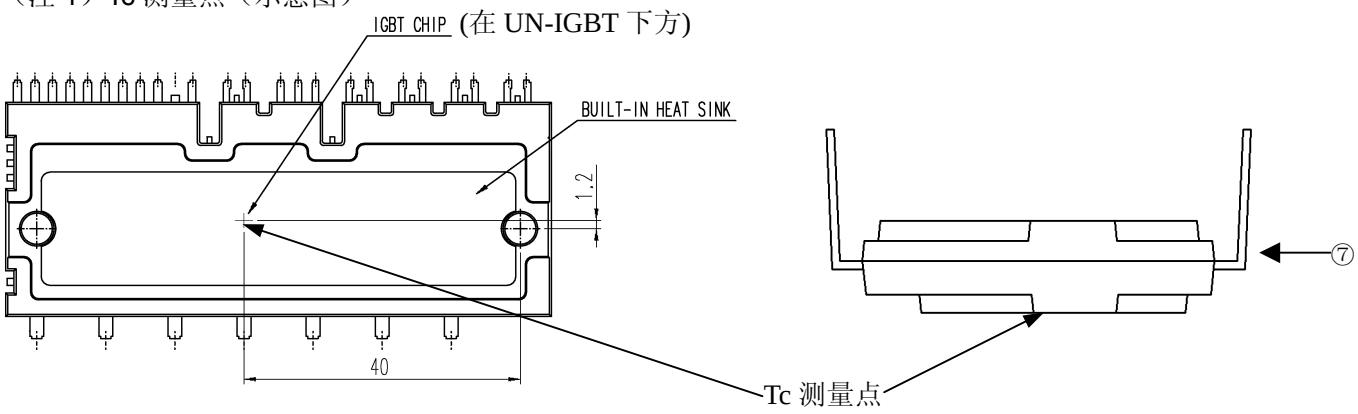
控制（保护）部分

项 目	符 号	条 件	额定值	单 位
控制电源电压	V_D	V_{P1}-V_{PC}，V_{N1}-V_{NC} 间	20	V
控制电源电压	V_{DB}	V_{UFB}-V_{UFS}，V_{VFB}-V_{VFS}，V_{WFB}-V_{WFS} 间	20	V
输入信号电压	V_{IN}	U_P,V_P,W_P-V_{PC}，U_N,V_N,W_N-V_{NC} 间	-0.5～V_D+0.5	V
故障输出电压	V_{FO}	Fo-V_{NC} 间	-0.5～V_D+0.5	V
故障输出电流	I_{FO}	Fo 引脚电流（凹陷电流）	1	mA
电流检测引脚输入电压	V_{SC}	CIN-V_{NC} 间	-0.5～V_D+0.5	V

全系统

项 目	符 号	条 件	额定值	单 位	
电源电压自我保护范围（短路）	$V_{CC(PROT)}$	V_D=13.5～16.5V，逆变部分；Tj=125℃，2μs 以内，非重复	400	V	⑥
工作壳温	Tc	（注 1）	-20～+100	℃	
存储温度	Tstg		-40～+125	℃	
绝缘耐压	Viso	正弦 60Hz，AC 1 分钟 所有引脚短路后与散热器之间	2500	Vrms	

（注 1）Tc 测量点（示意图）



项目解释

①	V_{CC}	IGBT 没有开关动作时 P-N 间可施加的最大的直流电压。需要时可通过采用制动电路等电压抑制措施来加以限制，使得 P-N 间电压不超过该值。
②	$V_{CC(surge)}$	IGBT 在开关状态下，P-N 间出现的浪涌电压的最大值。有时需要降低母线电感以及增加吸收电路来避免 P-N 间电压超过这个电压值。
③	V_{CES}	可在内置 IGBT 的 C-E 间施加的最大电压值。
④	$\pm I_C$	在 Tc=25℃时，允许持续导通的直流电流。温度升高时，可持续导通的电流值将下降。
⑤	Tj	结温的最大额定值为瞬时 150℃，但为了安全工作，推荐平均结温在 125℃以下。另外，温度变化也会影响寿命。请参照 3.1.10 寿命曲线进行设计。
⑥	$V_{CC(PROT)}$	发生短路保护时模块能安全关断 IGBT 的最大电压值。超过此值，模块不能被可靠保护，而且内部元件被破坏的可能性极高。
⑦	Tc 测定点	硅片的正下方为 Tc 测定点。请在外部散热器表面的 Tc 测定点相应位置安装热电偶。

由于实际上的P侧和N侧的控制方式不同，可能导致最高壳温点与上述的Tc测定点有所不同，此时需要将测试点改在具有最高温度的功率硅片的下方。请参照2.3.2的硅片布局图来改变Tc测量点。

2.1.2 电气特性：热阻

表 2-2 给出了 PS21A7A (75A/600V)的热阻值。

表 2-2 PS21A7A (75A/600V)的热阻规格

热 阻

项 目	符 号	条 件	最小值	典型值	最大值	单 位
结-壳间热阻 (注 2)	$R_{th(j-c)Q}$	逆变 IGBT 部分 (1/6 模块)	—	—	0.77	℃/W
	$R_{th(j-c)F}$	逆变 FWDi 部分 (1/6 模块)	—	—	1.25	

(注 2)应将具有良好热传导特性的硅脂均匀涂抹在 DIPIPM 和散热器的接触面上，厚度为 100~200μm。并按照推荐的力矩和方法拧紧。(硅脂应在组件工作温度范围内性能不变。)
硅脂的厚度和热传导率决定 DIPIPM 与散热器间的接触热阻。当硅脂厚度为 20μm、热传导率为 1.0W/m·K 的时候，接触热阻（1/6 模块）为 0.2℃/W。

表 2-2 给出了在稳态下硅片结到外壳之间的热阻。对于第 4 代大型 DIPIPM 的热阻，大约 10 秒达到稳态值。10 秒钟内的热阻（被称为瞬态热阻）曲线如图 2.1 所示，图 2.1 中瞬态热阻 Zth(j-c)的“1”相当于规格表中的热阻值。

在 0.1 秒时，PS21A7A 的 IGBT 部分的瞬态热阻值为 0.77(℃/W)×0.5=0.39(℃/W)。瞬态热阻不是在稳态电流时应用，而是在短时间(ms 程度) 大电流时计算瞬态温升而使用（例如电机启动及停止）。

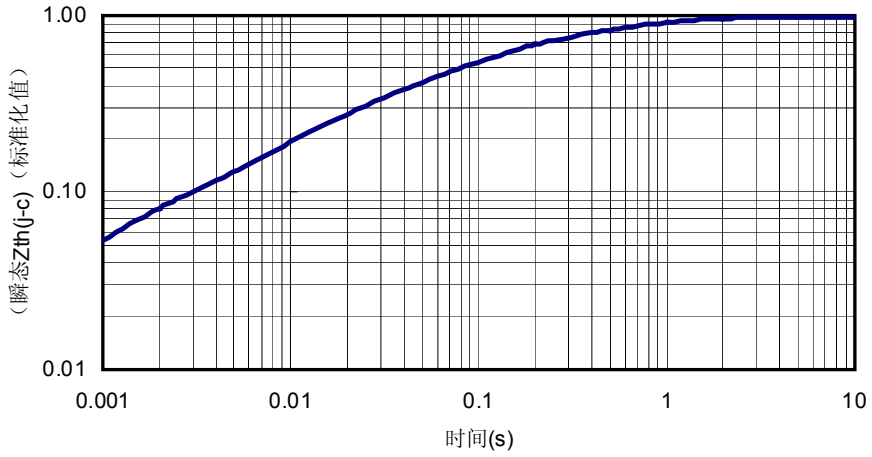


图 2.1 瞬态热阻（典型值）

2.1.3 电气特性：静态特性以及开关特性

表 2-3 给出了 PS21A7A (75A/600V)的静态特性和开关特性。

表 2-3 PS21A7A (75A/600V)静态特性和开关特性

逆变部分

项 目	符 号	条 件		最小值	典型值	最大值	单位
集电极-发射极间饱和压降	$V_{CE(sat)}$	$V_D=V_{DB}=15V$ $V_{IN}=5V$, Ic=75A,	Tj=25℃	—	1.55	2.05	V
			Tj=125℃	—	1.65	2.10	
FWDi 正向压降	V_{EC}	Tj=25℃，$-I_C$=75A，V_{IN}=0V		—	1.70	2.20	V
开关时间	t_{on}	V_{CC}=300V，$V_D=V_{DB}$=15V I_C=75A，Tj=125℃ 感性负载 （半桥电路） V_{IN}=0⇔5V		1.80	2.40	3.60	μs
	t_{rr}			—	0.30	—	
	$t_{c(on)}$			—	0.40	0.60	
	t_{off}			—	3.40	4.80	
	$t_{c(off)}$			—	0.60	1.20	
集电极-发射极间漏电流	I_{CES}	$V_{CE}=V_{CES}$	Tj=25℃	—	—	1	mA
			Tj=125℃	—	—	10	

图 2.2 和图 2.3 给出了开关时间的定义以及测定方法。开关时间通过 L 负载（感性负载）、半桥电路测得。

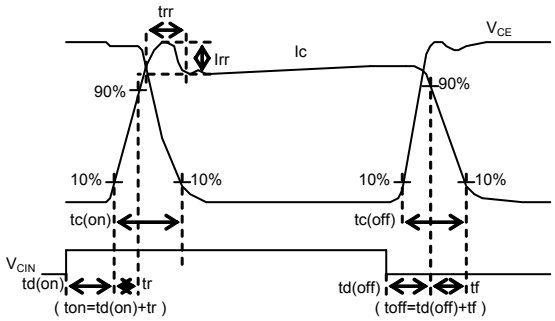


图 2.2 开关时间的定义

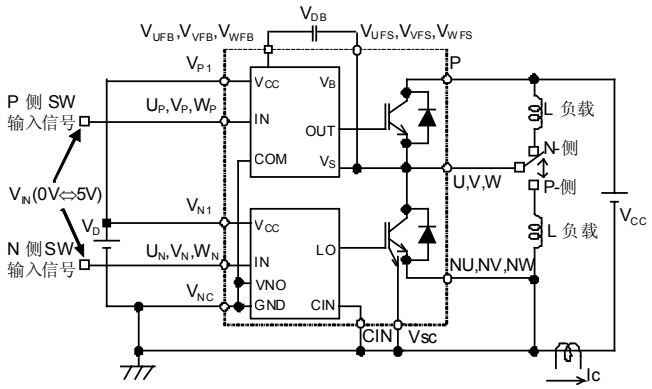
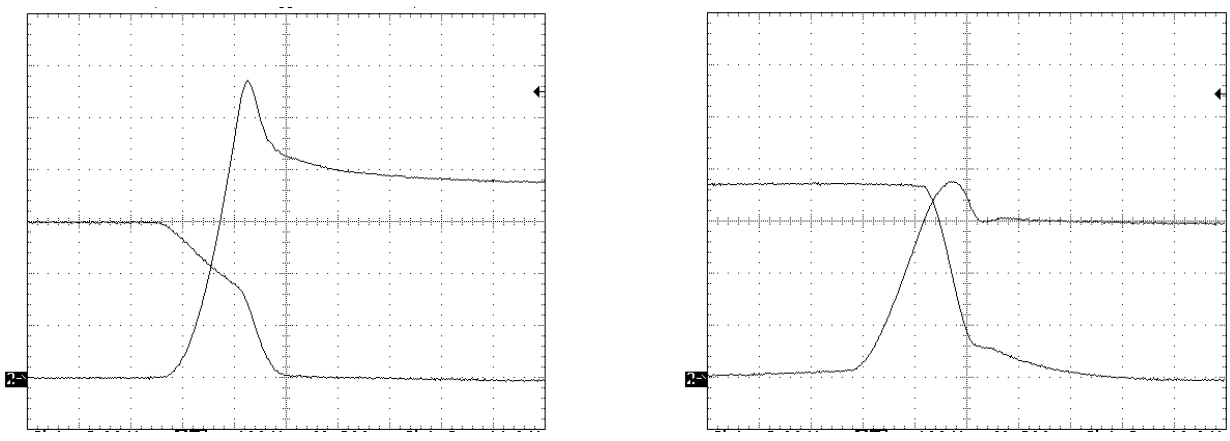


图 2.3 L 负载半桥测试回路



a) 开通波形　　b) 关断波形

图 2.4 PS21A7A(75A/600V)典型开关波形

测量条件：Vcc=300V、$V_D=V_{DB}$=15V、Tj=125°C、Ic=75A，感性负载，半桥电路

2.1.4 电气特性：控制（保护）特性

表 2-4 给出了 PS21A7A (75A/600V)的控制（保护）部分的规格参数。

表 2-4 PS21A7A (75A/600V)的控制（保护）部分参数

控制（保护）部分

项 目	符 号	条 件		最小值	典型值	最大值	单位
控制电源回路电流	I_D	V_D＝V_{DB}=15V V_{IN}=5V	V_{P1}-V_{PC}、V_{N1}-V_{NC} 的总和	—	—	5.50	mA
			V_{UFB}-V_{UFS}, V_{VFB}-V_{VFS}, V_{WFB}-V_{WFS}	—	—	0.55	mA
		V_D＝V_{DB}=15V V_{IN}=0V	V_{P1}-V_{PC}、V_{N1}-V_{NC} 的总和	—	—	5.50	mA
			V_{UFB}-V_{UFS}, V_{VFB}-V_{VFS}, V_{WFB}-V_{WFS}	—	—	0.55	mA
故障输出电压	V_{FOH}	V_{SC}=0V，Fo 引脚通过 10kΩ电阻上拉到 5V		4.9	—	—	V
	V_{FOL}	V_{SC}=1V，I_{FO}=1mA		—	—	0.95	V
输入电流	I_{IN}	V_{IN}=5V		0.7	1.0	1.5	mA
短路保护触发值	Isc	-20℃≦Tj≦125℃，V_D=15V，Rs=23.2Ω（精度±1%以内） (注 3)		127	—	—	A
控制电源电压欠压保护	UV_{DBt}	Tj≦125℃	触发电平值	10.0	—	12.0	V
	UV_{DBr}		恢复电平值	10.5	—	12.5	V
	UV_{Dt}		触发电平值	10.3	—	12.5	V
	UV_{Dr}		恢复电平值	10.8	—	13.0	V
故障输出脉宽	t_{FO}	C_{FO}=22nF (注 4)		1.6	2.4	—	ms
输入开通阈值电压	Vth(on)	U_P/V_P/W_P-V_{PC}，U_N/V_N/W_N-V_{NC} 间		2.1	2.3	2.6	V
输入关断阈值电压	Vth(off)			0.8	1.4	2.1	
模拟温度输出	V_{OT}	LVIC 温度=85℃ (注 5)		3.57	3.63	3.69	V

(注 3) 只有下臂具有短路保护功能。

(注 4) 只有在下臂短路保护和 V_D 控制电源欠压保护时 LVIC 才给出故障输出信号。
故障输出脉宽 t_{FO} 的大小依赖于 C_{FO} 的电容值，其计算公式：$t_{FO} = C_{FO}/(9.1 \times 10^{-6})$ ［s］

(注 5) DIPIPM 温度模拟量输出。当温度上升很多时 DIPIPM 自身并不会自动关闭 IGBT，也无 Fo 输出。
当 V_{OT} 引脚的输出达到贵社设定的温度保护水平值时，请关断输入信号。

2.1.5 推荐工作条件

表 2-5 给出了 PS21A7A (75A/600V)的推荐工作条件。

虽然是推荐工作条件，不是必须的，但是为确保 DIPIPM 安全工作，我们强烈推荐在这些工作条件范围内使用。

表 2-5 PS21A7A (75A/600V)的推荐工作条件

推荐工作条件

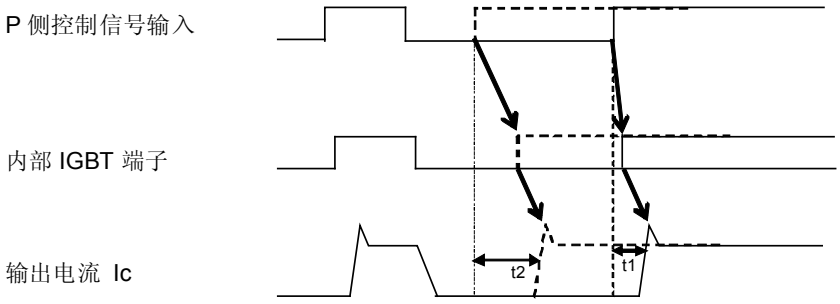
项 目	符 号	条 件		推荐值			单 位
				最小	典型	最大	
电源电压	V_{CC}	P-NU,NV,NW 间		0	300	400	V
控制电源电压	V_D	V_{P1}-V_{PC}，V_{N1}-V_{NC} 间		13.5	15.0	16.5	V
控制电源电压	V_{DB}	V_{UFB}-V_{UFS}，V_{VFB}-V_{VFS}，V_{WFB}-V_{WFS} 间		13.0	15.0	18.5	V
控制电源电压变化率	ΔV_D，ΔV_{DB}			-1	—	+1	V/μs
死区时间	t_{dead}	相应桥臂的输入信号，Tc≦100℃		2.7	—	—	μs
PWM 控制输入信号频率	f_{PWM}	Tc≦100℃, Tj≦125℃		—	—	20	kHz
容许输出电流	I_O	Vcc=300V，V_D=V_{DB}=15V，P.F=0.8，正弦波 PWM Tj≦125℃，Tc≦100℃ (注 7)	f_{PWM}=5kHz	—	—	35.0	Arms
			f_{PWM}=15kHz	—	—	17.0	
容许最小输入脉冲	PWIN(on)	（注 8）		1.3	—	—	μs
	PWIN(off)	200≦V_{CC}≦350V，13.5≦V_D≦16.5V，13.0≦V_{DB}≦18.5V，-20℃≦Tc≦100℃，N 端的配线电感在 10nH 以内 （注 9）	额定电流以下	3.0	—	—	
			额定电流～额定电流的 1.7 倍	5.0	—	—	
V_{NC} 电压变化	V_{NC}	V_{NC}－NU,NV,NW 间电位差，包括波动电压		-5.0	—	5.0	V
结温	Tj			-20	—	125	℃

(注 7) 容许输出电流会根据工作条件不同而变化。

(注 8) 对于脉宽小于 PWIN(on)的输入 ON 信号，输出可能无应答。

(注 9) 对于脉宽小于 PWIN(off)的输入 OFF 信号，输出可能无应答，或者 P 侧导通时间可能变长（约 2μs 以下）。详细请参照以下时序图。

脉宽小于 PWIN(off)的输入信号时 DIPIPM 的动作延迟（仅 P 侧）



实线---OFF 脉冲>PWIN(off)的情况
虚线---OFF 脉冲<PWIN(off)的情况
(t1=正常导通时间)

2.1.6 机械特性及其定额

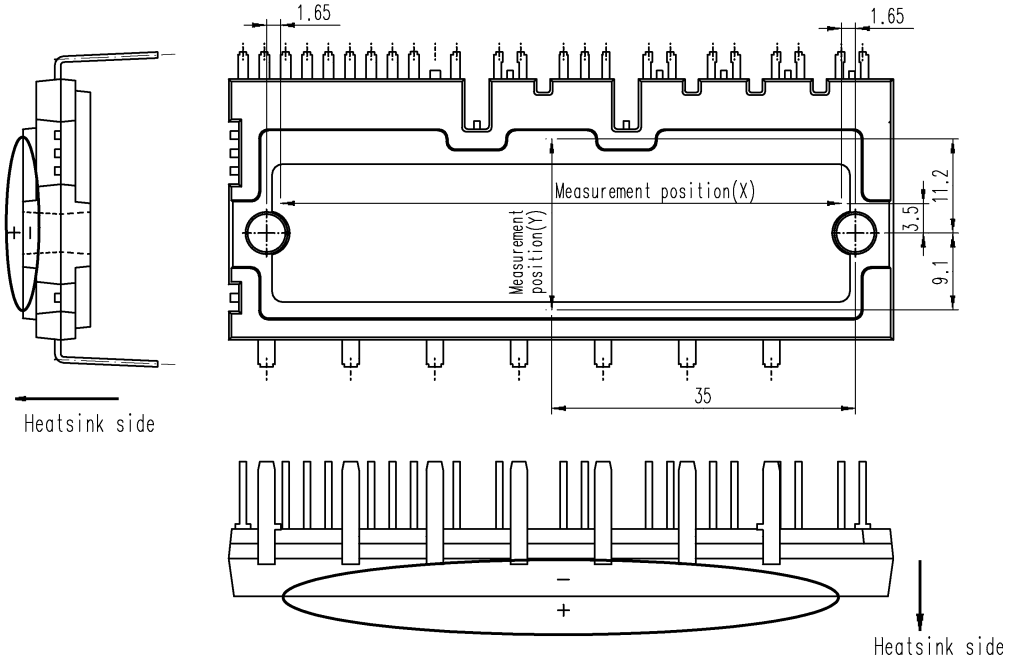
表 2-6 给出了 PS21A7A(75A/600V)的机械特性及相应额定值。
第 4 代大型 DIPIPM 的安装指导，请参考 2.4。

表 2-6 PS21A7A (75A/600V)的机械特性和额定值

机械特性和额定值

项 目	记 号	条 件		依据标准	最小值	典型值	最大值	单 位
安装力矩强度	—	安装螺钉 M4	推荐值 1.18 N·m	—	0.98	—	1.47	N·m
引脚拉伸强度	—	应力 19.6N		EIAJ-ED-4701	10	—	—	s
引脚弯曲强度	—	应力 9.8N 90 度弯曲		EIAJ-ED-4701	2	—	—	次
质量	—			—	—	46	—	g
散热面平整度	—	(注 6)		—	-50	—	100	μm

(注 6) 散热面平整度测量点

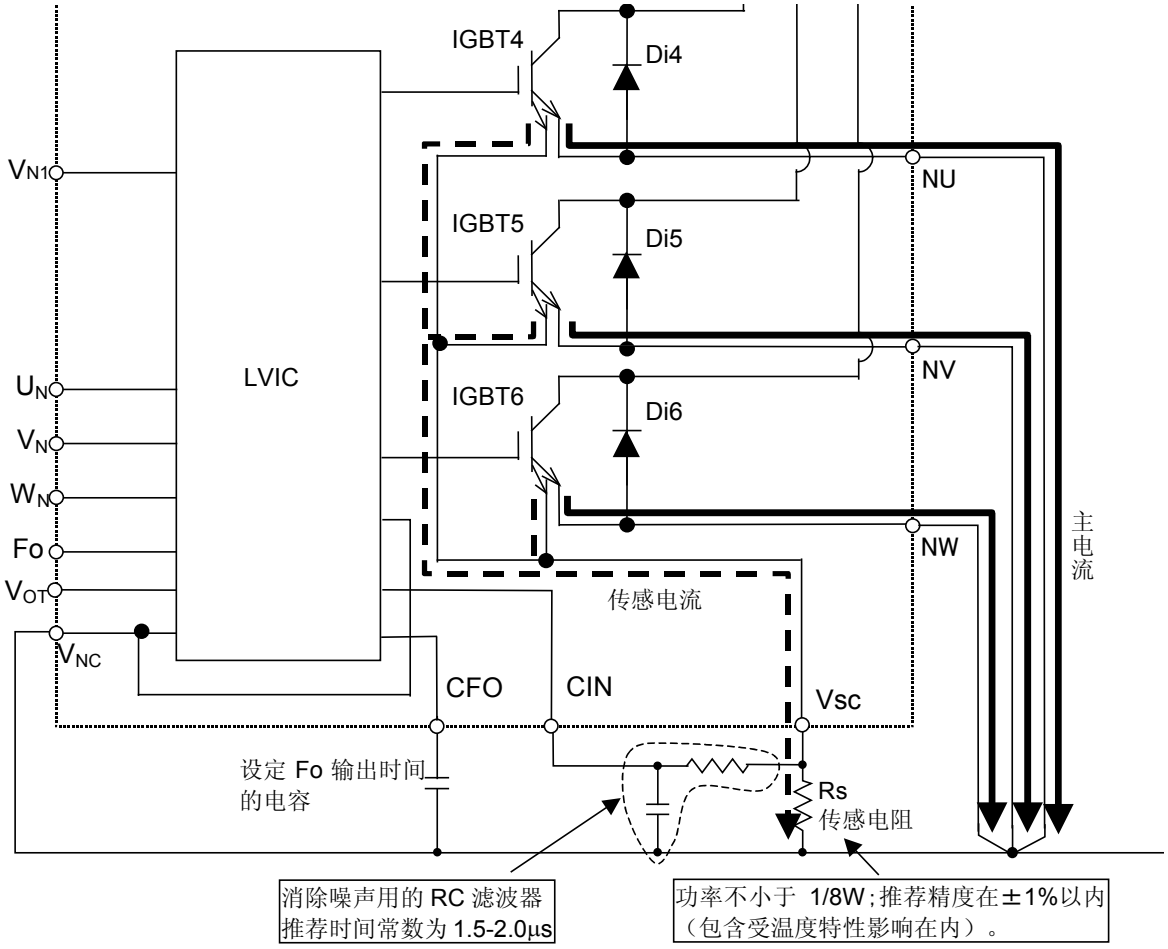


2.2 保护功能及其工作时序

第 4 代大型 DIPIPM 有短路和欠压保护功能，且能够输出 LVIC 温度模拟信号。保护功能的工作原理和时序说明如下：

2.2.1 短路保护

第 4 代大型 DIPIPM 与第 3 代大型 DIPIPM 不同，以前的 DIPIPM 采用外接的旁路电阻来检测电流，而第 4 代大型 DIPIPM 在 N 侧采用具有电流传感功能的 IGBT 硅片，可以直接检测分流电流，如图 2.5 所示。



※ 传感电阻的最大功率虽然在此指南中已经标出来，但是实际运行系统中的应用值还需要充分的评估。

图 2.5 短路保护电路

采用这种方式检测电流无需在主电路上外接旁路电阻，从而减少了旁路电阻的损耗。（短路保护电流值如表 2-7 所示。）

硅片上的主电流通过硅片分流的传感电流流经传感电阻 Rs，在 Rs 上产生压降。该电压信号反馈到 DIPIPM 的 CIN 引脚，通过模块内部的比较器来判断是否发生短路故障，从而实现短路保护。当短路保护动作时，N 侧的 3 个 IGBT 立即硬关断，并输出 Fo 信号。Fo 输出为低电平脉冲信号，其脉冲宽度由接在 CFO 引脚处的电容来设定。

为了防止由于正常的开关噪声或恢复电流引起的误保护动作，需要在 CIN 引脚处接 RC 滤波器。为使 DIPIPM 的自我短路保护时间限制在 2μs 内，短路时 IGBT 应在 2μs 内关断，因此，RC 滤波器的时间常数推荐为 1.5 到 2μs。

表 2-7 短路保护电流值

	Rs	最小值	典型值	最大值
PS21A7A	23.2Ω	127A	—	—
PS21A79	40.2Ω	85A	—	—

条件：**Tj=-20~125°C，V_D=15V，不给 NU、NV、NW 外接旁路电阻。**

通常，推荐的 PS21A7A 的传感电阻值为 23.2Ω，PS21A79 的传感电阻值为 40.2Ω（两电阻均为 E96 系列）。但实际应用中可以根据期望的短路保护值来设定阻值（应该比上面推荐的阻值大）。PS21A7A 和 PS21A79 的传感电阻值与短路保护电流的关系，分别如图 2.6 和图 2.7 所示。

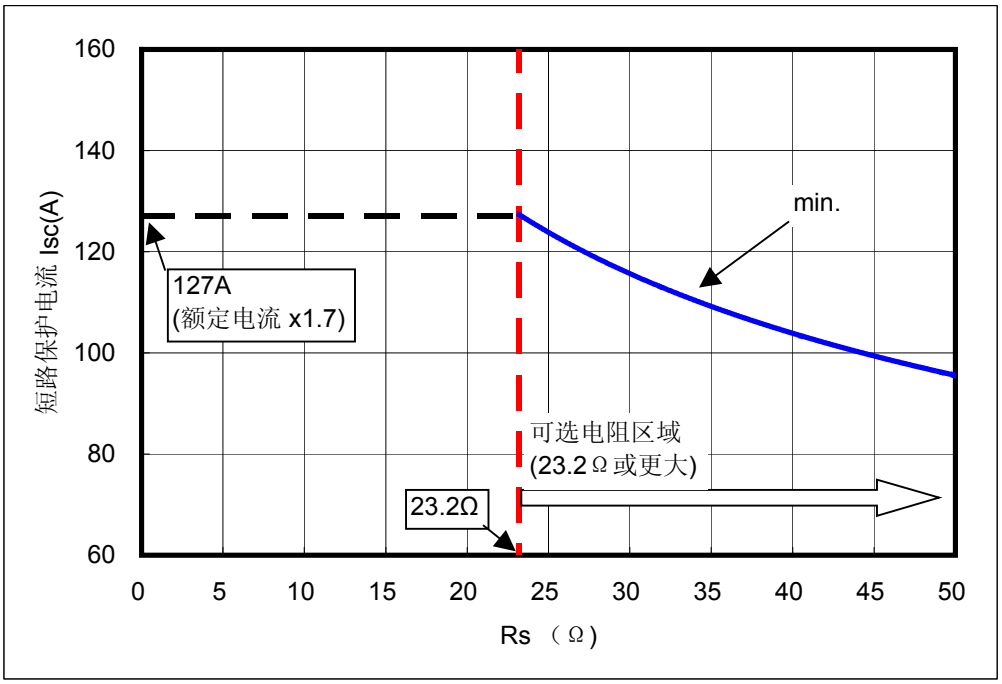


图 2.6 PS21A7A 的传感电阻值与短路保护电流的关系
(Tj=-20℃～125℃、V_D=15V，NU、NV、NW 端子不外接旁路电阻。)

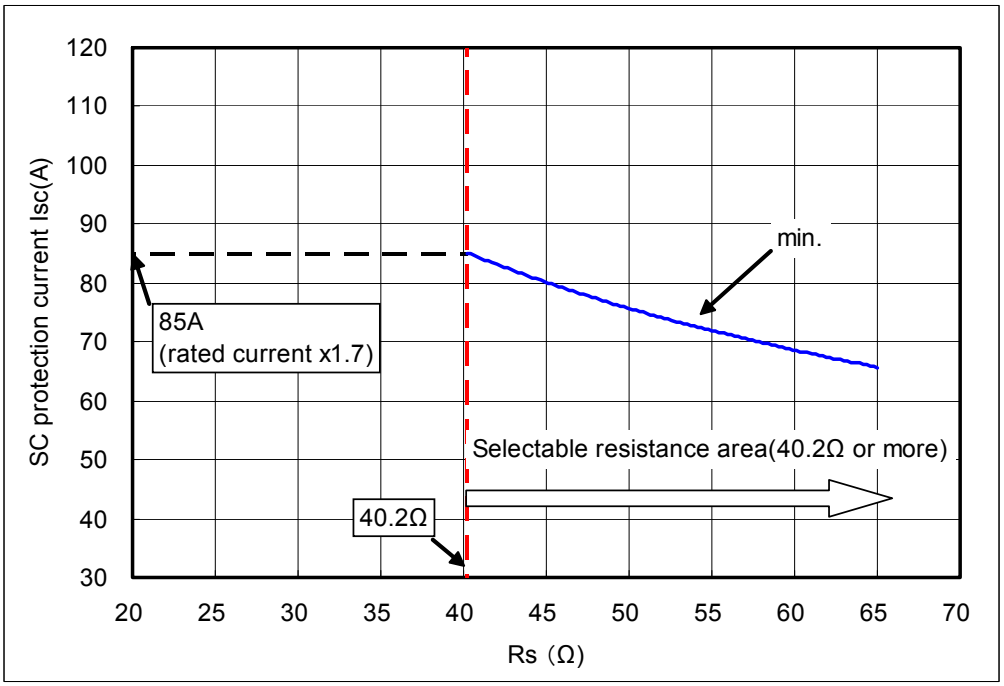


图 2.7 PS21A79 的传感电阻值与短路保护电流的关系
(Tj=-20℃～125℃、V_D=15V，NU、NV、NW 端子不外接旁路电阻。)

传感电阻的阻值随温度变化而变化时，会影响短路保护的电流值，因此要选用温度特性好、精度范围

在±1%以内的无感电阻。传感电阻的最大功率计算中需要估计传感电流的最大值，PS21A7A 和 PS21A79 的传感电流的分流比为 1/3000。以下以 PS21A7A 为例来计算传感电流的最大值。

计算举例：

（1）正常使用时

假设正常使用时的最大电流为额定电流的 2 倍，即 150A。传感电阻值为 23.2Ω，则传感电流为

$$150A / 3000 = 50mA$$

该电流流经传感电阻后电阻上的损耗为：

$$P = I^2 \cdot R = (50mA)^2 \times 23.2\,\Omega = 58mW$$

（2）短路故障时

发生短路故障时，主电流大小依赖于具体应用条件，但最大可能达到 IGBT 的饱和电流（约是额定电流的 10 倍=750A）。此时的传感电流为

$$750A / 3000 = 250mA$$

但此电流应有短路保护电路在 2μs 内关断，则传感电阻上单位时间内的平均损耗为：

$$P=I^2 \cdot R \cdot t/1s = (250mA)^2 \times 23.2\,\Omega \times 2\mu s / 1s = 0.0029mW$$

因此，选用功率为 1/8W 以上的电阻是没有问题的，但实际应用中还需要做充分的评价。

[备注]

短路故障发生后，CIN 引脚的电压输入给模块，使得 IGBT 的栅极被关断，IC 内部的动作有时间延迟，该延迟时间如表 2-8 所示。

表 2-8 短路保护回路的延迟时间

项目	最小值	典型值	最大值	单位
SC 关断时间	0.3	0.5	1.0	μs

因此，从传感电阻上的压降超过短路保护设定值到 IGBT 的栅极硬关断的总延迟时间是外部滤波器 RC 的延迟时间与 IC 内部延迟时间的总和。

短路保护动作的时序（只有下臂）・・・ 外接传感电阻和RC滤波回路

a1. 正常工作： IGBT 导通， 输出电流

a2. 检测到短路电流（SC 触发）；（设置 RC 时间常数为 1.5～2.0μs。）

a3. N 侧所有 IGBT 的栅极被硬关断；

a4. N 侧所有 IGBT 关断

a5. Fo 故障信号输出，脉冲宽度由外接电容 CFO 来决定；

a6. 输入信号电平“L”：IGBT 关断；

a7. 输入脉冲电平“H”：本来为 IGBT 开通信号，但在有 Fo 输出期间 IGBT 仍为关断状态；

a8. Fo 复位后，输入信号由“L→H”时，IGBT 开通。

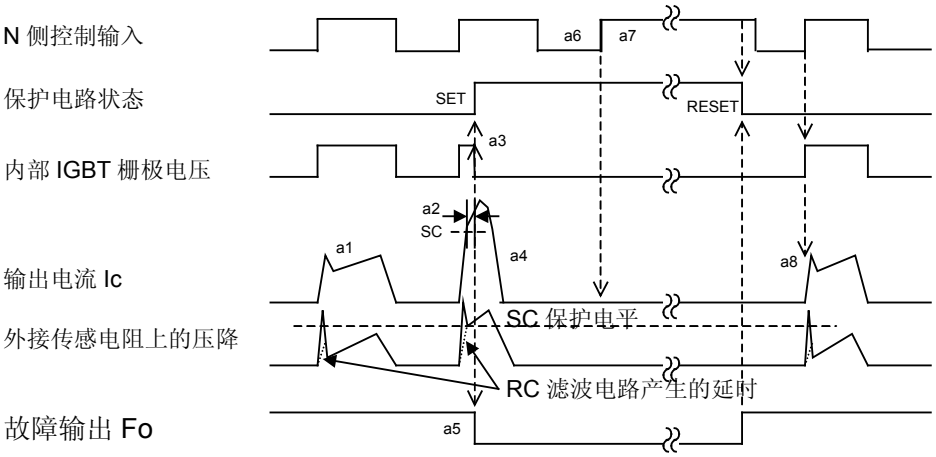


图 2.8 短路保护时序图

2.2.2 控制电源欠压保护（UV）

控制电源电压降低时，模块内部的 IGBT 栅极电压也会降低。栅极电压过低时不利于 IGBT 工作，因此电源电压应该在推荐的范围内。

控制电源电压欠压时，UV 功能会动作来保护 IGBT。P 侧和 N 侧都有 UV 功能，但故障信号 Fo 只对应 N 侧欠压保护，在 N 侧 UV 保护状态下持续输出 Fo；而 P 侧欠压保护只是关断 IGBT，没有 Fo 输出。

另外，UV 保护电路内置了噪声滤波器（典型值约 10μs）来防止瞬间的欠压保护误触发。因此，在欠压情况发生后的前 10μs 内，控制信号仍然有效。

表 2-9 DIPIPM 的工作状态 Vs. 控制电源电压

控制电源电压（V_D、V_{DB}）	工作状态
0V～4.0V	相当于没有加电源。 UV 保护功能不动作，没有 Fo 输出。 在 IGBT 阈值电压以下，通常 IGBT 不开通。但是外来噪声等可能导致 IGBT 误导通，因此在施加控制电源之前不要施加直流母线电压。而且，控制电源电压在未达到推荐的范围（13.5V 以上）时，不要输入 IGBT 的开通信号。
4.0 V～UV 保护触发电平	控制电源电压欠压保护（UV）动作范围内 UV 保护动作，输出 Fo （Fo 仅针对 N 侧的 V_D 电源情况动作）； 即使有控制信号，IGBT 也不动作。
UV 保护触发电平～13.5V(N 侧)/13.0V(P 侧)	IGBT 可以动作。但是不在推荐范围内，开关损耗会增加，导致结温上升。
13.5V ～ 16.5V(N 侧)，13.0V～18.5V(P 侧)	推荐的电源电压范围，正常工作
16.5 V～20.0V(N 侧)，18.5V～20V(P 侧)	IGBT 可以动作，但是不在推荐范围内，开关速度加快，饱和电流变大，加大了短路击穿的风险。
20.0V～	超过了控制电路的最大值，可能导致过压损坏（控制 IC）。

※控制电源纹波电压的限制

如果高频噪声叠加到控制电源线上，可能导致 IC 故障并引起 DIPIPM 的误动作。为了避免发生类似情况，在电源电路的设计时要注意纹波电压应该在 2V 以内，纹波系数在±1V/μs 以内，满足以下条件：

$dV/dt \leqq \pm 1V/\mu s$，　Vripple（纹波峰-峰值）$\leqq 2Vp\text{-}p$

控制电源电压欠压保护动作的时序（N侧、UV_D）

b1. 控制电源电压的建立：当 V_D 上升超过 UVDr 时 LVIC 开始工作；
b2. 正常工作：IGBT 导通，输出电流；
b3. 控制电源电压欠压触发（UVDt）；
b4. 即使有控制输入，N 侧所有 IGBT 依然关断；
b5. 故障信号输出（Fo 输出的脉冲宽度不小于外接 CFO 电容的决定值，直到控制电源电压恢复正常）；
b6. 欠压保护恢复（UVDr）；
b7. 正常工作：IGBT 导通，输出电流

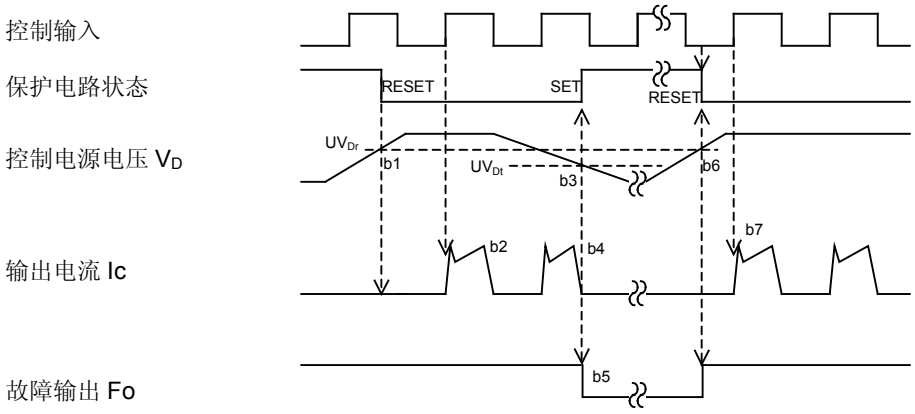


图 2.9　N 侧控制电源欠压保护时序图

控制电源电压欠压保护动作的时序（P侧、UV_{DB}）

c1. 控制电源电压的建立：当 V_D 上升超过 UVDBr 时 HVIC 开始工作；
c2. 正常工作：IGBT 导通，输出电流
c3. 控制电源电压欠压触发（UVDBt）
c4. P 侧 IGBT 关断···即使有控制输入，IGBT 依然关断，没有故障信号 Fo 输出。
C5. 欠压保护恢复（UVDBr）
C6. 正常工作：IGBT 导通，输出电流

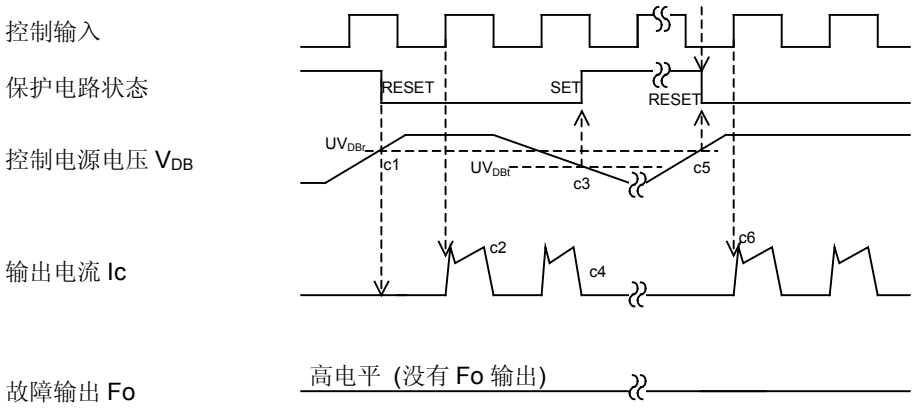


图 2.10　P 侧控制电源欠压保护时序图

2.2.3 温度模拟信号输出功能

（1）　温度模拟输出信号的使用方法

第 4 代大型 DIPIPM 内置控制 IC（LVIC）部分的温度检测单元，可以测得 LVIC 温度，并输出该温度模拟信号。由于 IGBT、续流二极管硅片的发热是通过内置和外部散热器以及模块的铸模树脂传导的，因此，当发生电机堵转、短路等硅片温度迅速上升的情况时，LVIC 的温度不能够跟随硅片温度迅速上升。

该功能的使用方法类似于传统的散热器上安装热敏电阻来检测温度，推荐用于诸如散热器的风扇停转以及持续过载运行等导致的温度上升的保护。

（DIPIPM 本身不能够停止外部控制系统进而保护模块，因此，在必要的时候，外部控制需要根据监测到的温度输出信号来实施保护动作指令。）

（2）　温度保护的温度设定

第 4 代大型 DIPIPM 搭载具有温度信号输出功能的 LVIC，其温度和 VOT 的关系如图 2.11 所示。

如上所述，由于硅片的发热是通过模块壳体和外部的散热器传到 LVIC，LVIC 的温度（Tic）和硅片结温（Tj）、硅片正下方的壳温（Tc）的关系随外部散热器、散热条件和控制方法等的不同而不同。

例如，使用表 2-10 中列出的散热器，则 IGBT 的损耗和温度的关系如图 2.12 所示。散热器不同，相同 IGBT 损耗产生的壳温与 LVIC 温度间的关系也不同。

因此，温度保护设计时需要综合考虑在系统的散热条件下，硅片的结温（Tj）、壳温（Tc）以及 LVIC 温度（Tic，以温度模拟输出 VOT 代替）之间的关系，以确保 Tc 在 100℃以下且 Tj 不超过 150℃。

表 2-10：　散热器

	热阻	散热器尺寸 (W x D x H)
散热器 A	2.20K/W	100 x 88 x 40 mm
散热器 B	1.35K/W	200 x 88 x 40 mm

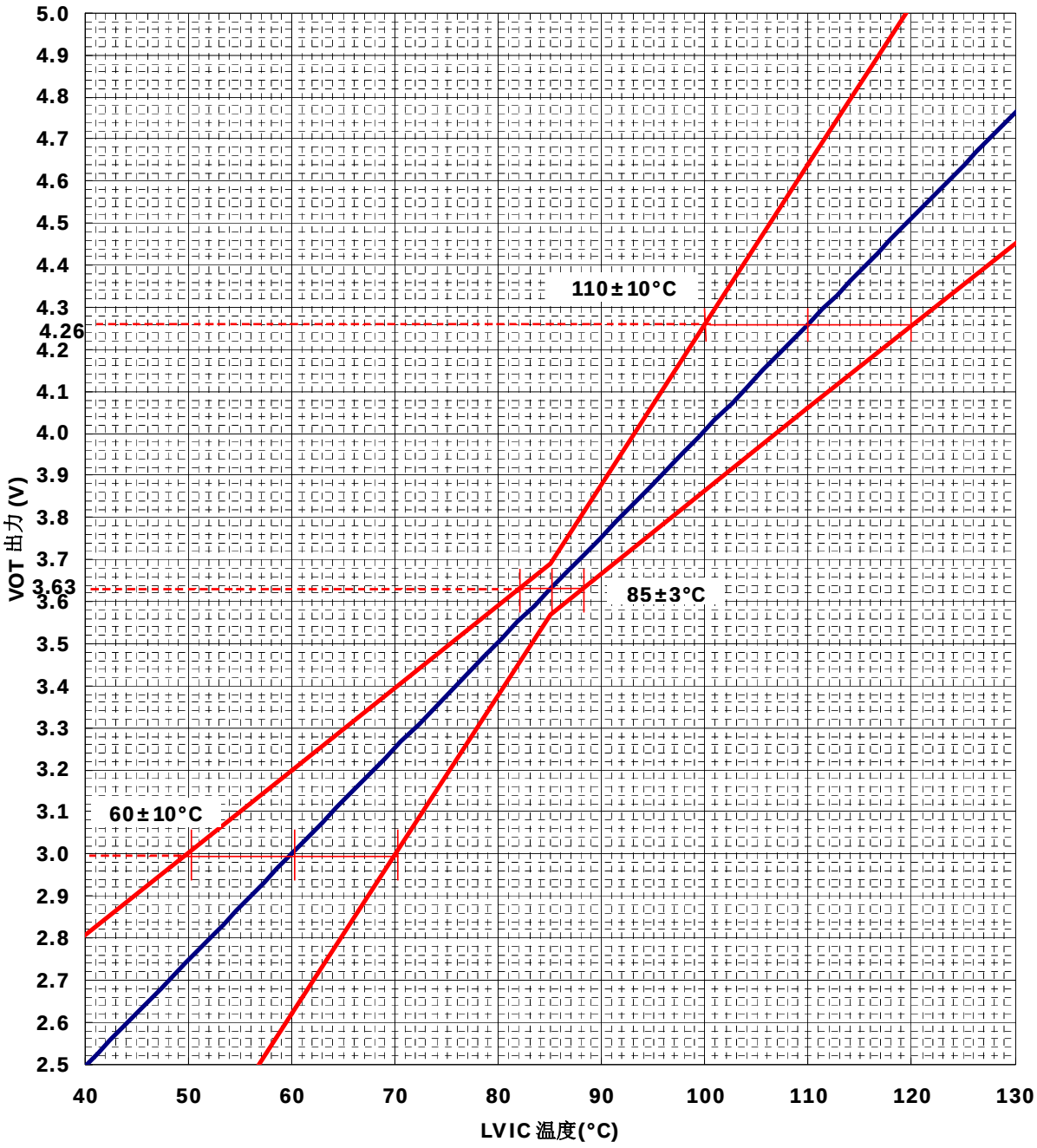
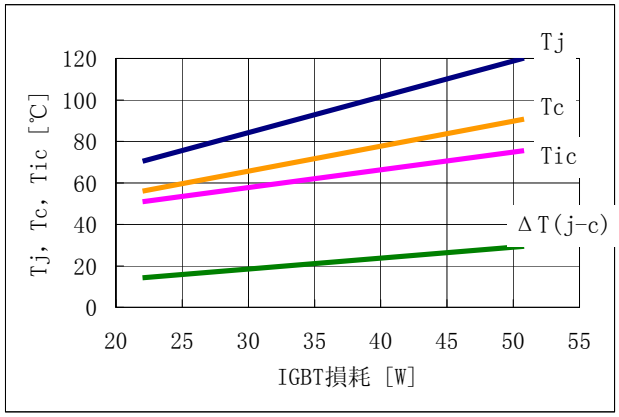
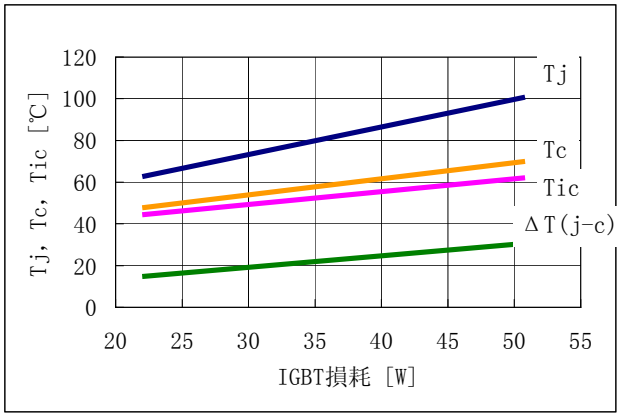


图 2.11 V_{OT} 输出电压与 LVIC 温度的关系



(a) 散热器 A



(b) 散热器 B

图 2.12 IGBT 硅片的损耗与 Tj、Tc、Tic 的关系(Ta=25°C)

温度保护设定举例如下：

IGBT 通电状态时的 Tj、Tc 和 T_{IC} 的测量结果如图 2.13 所示。根据图 2.11 的温度输出特性可以算出 V_{OT} 与 Tc 的关系如图 2.14 所示。图 2.14 中 Tj 超过 125℃（Tc 超过 100℃）时，温度保护动作；相应地，在 Tc=100℃时的最大输出电压 V_{OT} 为 3.75V，即 V_{OT} 达到 3.75V，温度保护动作。

考虑到误差，此时实际的 Tc 可能在 100℃～115℃范围内，则 Tj 最大为 125℃+15℃=140℃≦150℃。

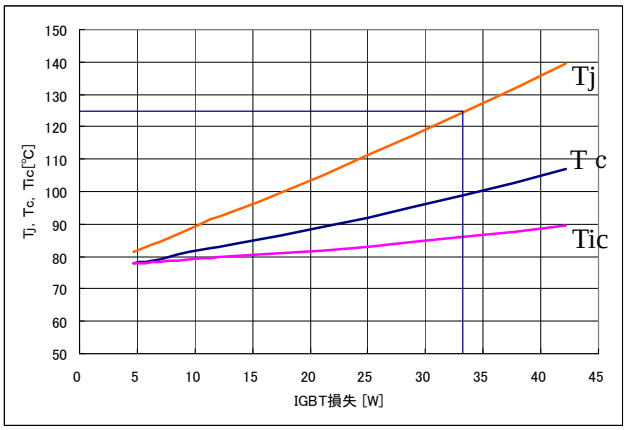


图 2.13 IGBT 通电时的硅片损耗与 Tj、Tc、Tic(典型值)

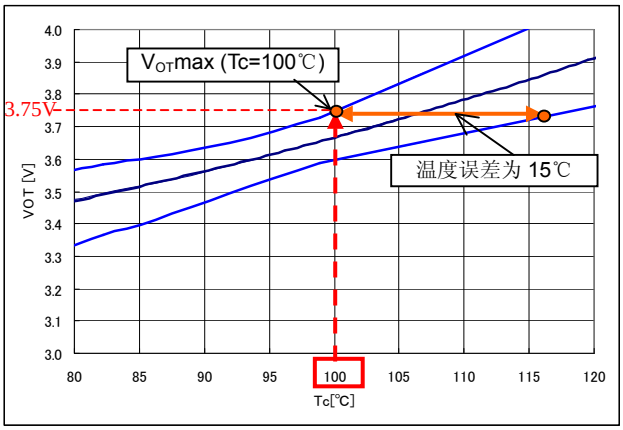


图 2.14 VOT 输出电压与 Tc 关系(典型值)

综上所述，硅片的结温、壳温、LVIC 的温度之间的关系是随系统的散热条件、控制方式等的改变而改变的。因此，请在实际应用系统中来评价这些温度之间的关系，进而获得合适的温度保护值。

用热电偶测 IGBT 结温，并记录对应的温度模拟信号输出数据。有了这样的准备工作后，实际运行中通过 IGBT 的温度、壳温、LVIC 温度（即模拟温度信号的输出）之间的关系，可以由温度模拟信号的输出来确定各部分的温度。

（3） 模拟温度输出引脚（V_{OT} 引脚）的规格

V_{OT} 引脚的输出能力如表 2-11 所示。模拟温度输出引脚内部的电路原理如图 2.15 所示，温度检测输入的信号经反向放大后输出到 V_{OT} 引脚。（V_{OT}-V_{NC}（控制地）间加了电阻后，LVIC 消耗的电流就等于 V_{OT} 输出电压除以该电阻后的值。）

表 2-11 V_{OT} 引脚输出电流能力(Tc=-20℃～100℃)

	最小值
输出电流	1.7mA
输入电流	0.1mA

备注）输出电流：V_{OT} 引脚流出的电流
输入电流：V_{OT} 引脚流入的电流

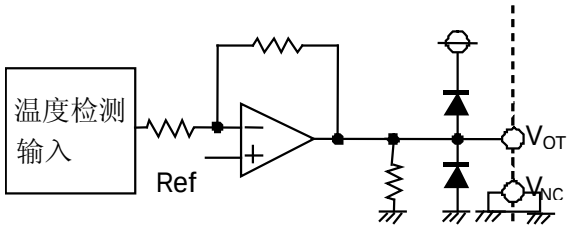


图 2.15 LVIC 的 V_{OT} 引脚内部电路图

2.3 封装

2.3.1 封装外形

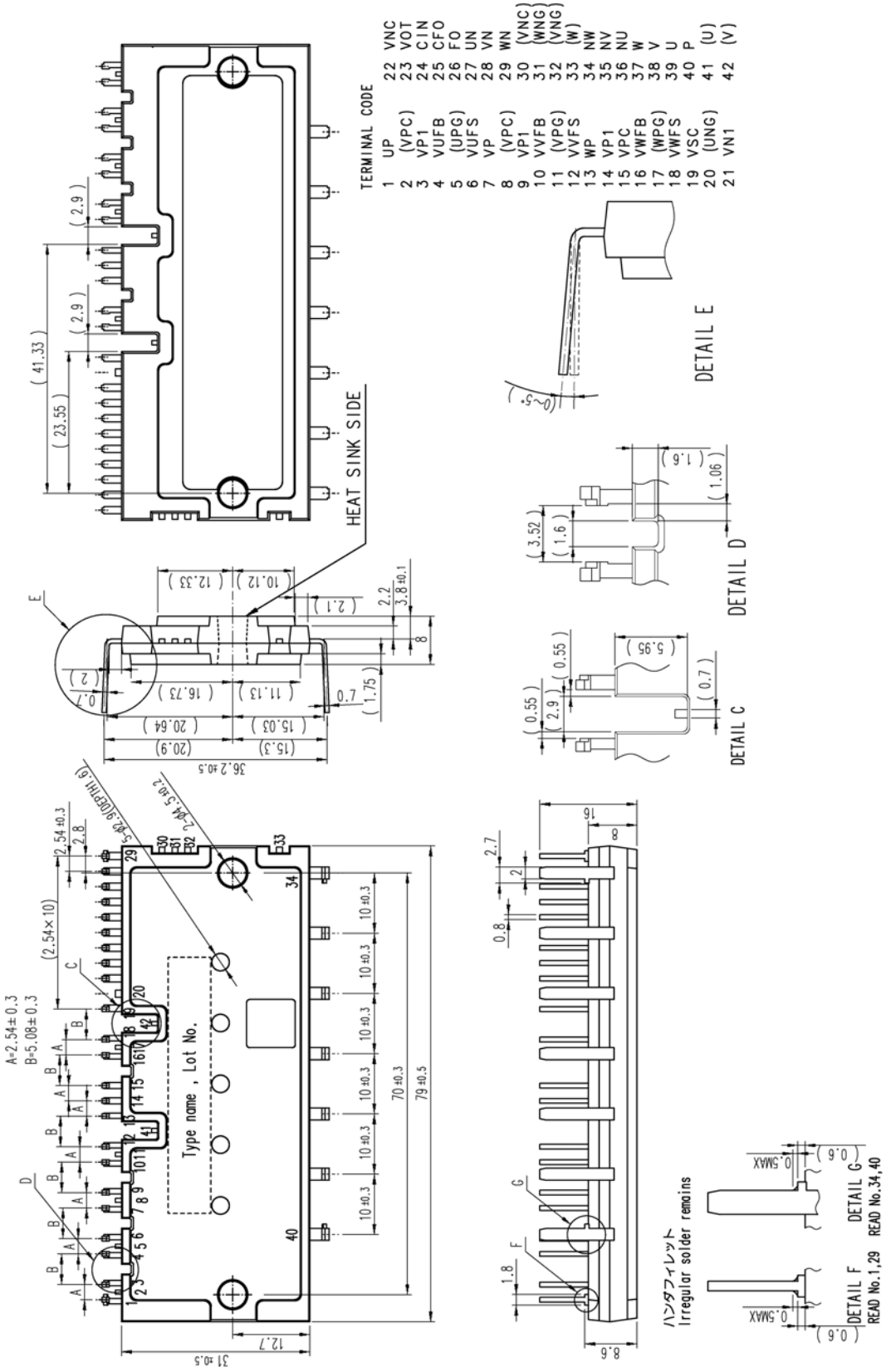


图 2.16 外形图

2.3.2 功率硅片的位置

第 4 代大型 DIPIPM 内各个功率硅片的中心位置，如图 2.17 所示，该图是从印有型号标签的一面来看的。

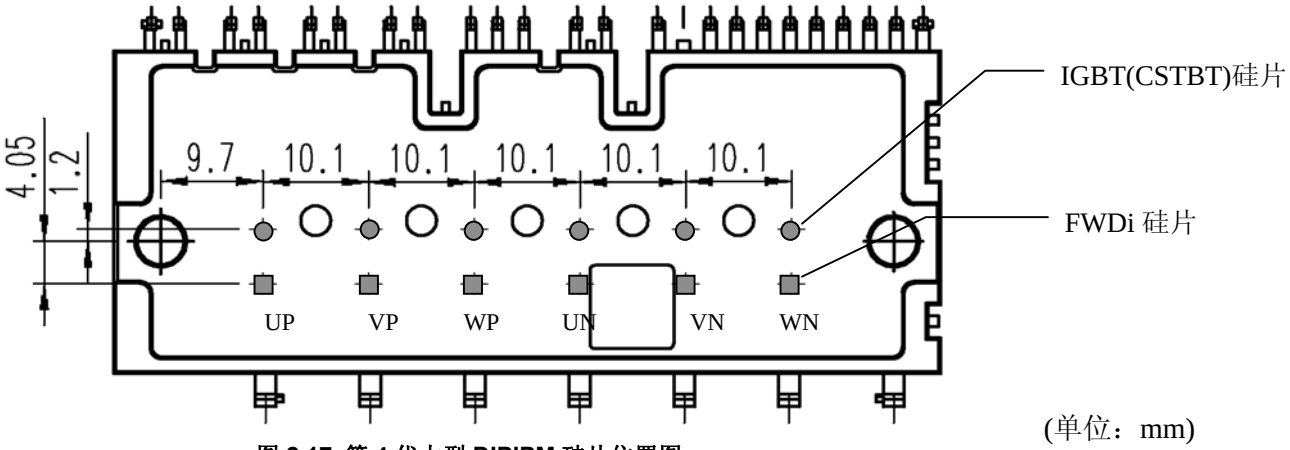


图 2.17 第 4 代大型 DIPIPM 硅片位置图

2.3.3 激光标签的位置

第 4 代大型 DIPIPM 的激光标签如图 2.18 所示。模块上标记有三菱电机、型号名称（图中 A）和批号（图中 B）。

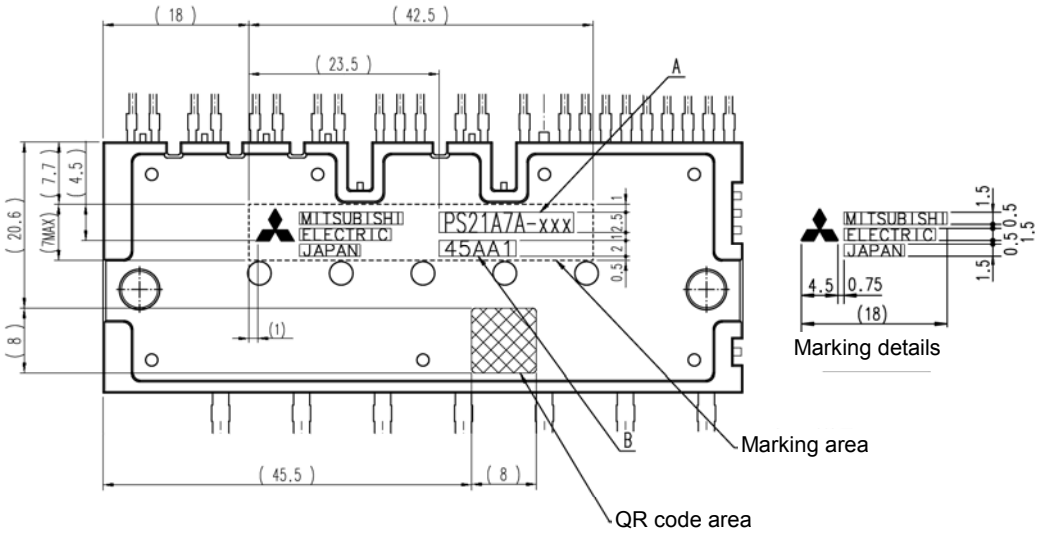


图 2.18 激光标签视图

2.3.4 引脚说明

表 2.12 引脚名称

引脚编号	引脚名称	説明
1	U_P	U 相 P 侧控制信号输入引脚
3	V_{P1}	U 相 P 侧控制电源正引脚
4	V_{UFB}	U 相 P 侧驱动电源正引脚
6	V_{UFS}	U 相 P 侧驱动电源 GND 引脚
7	V_P	V 相 P 侧控制信号输入引脚
9	V_{P1}	V 相 P 侧控制电源正引脚
10	V_{VFB}	V 相 P 侧驱动电源正引脚
12	V_{VFS}	V 相 P 侧驱动电源 GND 引脚
13	W_P	W 相 P 侧控制信号输入引脚
14	V_{P1}	W 相 P 侧控制电源正引脚
15	V_{PC}	P 侧控制电源 GND 引脚
16	V_{WFB}	W 相 P 侧驱动电源正引脚
18	V_{WFS}	W 相 P 侧驱动电源 GND 引脚
19	V_{SC}	电流检测引脚
21	V_{N1}	N 侧控制电源正引脚
22	V_{NC}	N 侧控制电源 GND 引脚
23	V_{OT}	LVIC 温度输出引脚
24	CIN	短路触发电压检测引脚
25	CFO	故障输出脉冲宽度设定引脚
26	F_O	故障输出引脚
27	U_N	U 相 N 侧控制信号输入引脚
28	V_N	V 相 N 侧控制信号输入引脚
29	W_N	W 相 N 侧控制信号输入引脚
34	NW	W 相 N 侧 IGBT 发射极引脚
35	NV	V 相 N 侧 IGBT 发射极引脚
36	NU	U 相 N 侧 IGBT 发射极引脚
37	W	W 相输出引脚
38	V	V 相输出引脚
39	U	U 相输出引脚
40	P	逆变器直流母线正引脚

引脚编号	引脚名称	说明
2	V_{PC}	冗余引脚（内部电路用） 请不要与其它任何引脚相连。 （无需接线）
5	U_{PG}	
8	V_{PC}	
11	V_{PG}	
17	W_{PG}	
20	U_{NG}	
30	V_{NC}	
31	W_{NG}	
32	V_{NG}	
33	W	
41	U	
42	V	

表 2.13 输入输出引脚的详细说明

项目	标记	说明
P 侧驱动电源正引脚 P 侧驱动电源 GND 引脚	V_{UFB}–V_{UFS} V_{VFB}–V_{VFS} V_{WFB}–V_{WFS}	• P 侧 IGBT 驱动电源引脚。 • 通过采用自举电路，不需要给 DIPIPM 模块的 P 侧 IGBT 单元提供单独的电源。各自举电容在相应的 N 侧 IGBT 单元导通时由 N 侧的控制电源（V_D）充电。 • 如果电源 V_{DB} 不稳定或者没有足够的电流能力，可能会导致模块误动作。为了防止此电源不稳定或噪声干扰，建议在靠近每对引脚附近接上具有良好频率特性和温度特性的旁路电容（~2μF）。 • 建议在驱动电源引脚之间放置一个稳压二极管（24V/1W），用来防止浪涌电压可能造成的控制电路损坏。 ※使用示波器来检查每路电源引脚和 P、N 间的电压波形，示波器的时间应设在 1μs/div 以下。推荐使用齐纳二极管来确保电压（包括浪涌）不超过规定的范围。
P 侧控制电源正引脚 N 侧控制电源正引脚	V_{P1} V_{N1}	• 内置 HVIC 和 LVIC 的控制电源引脚。 • V_{P1}、V_{N1} 需要在外部基板上相连。 • 为了防止此电源不稳定或噪声干扰，建议在靠近这些引脚附近放置具有良好频率特性和温度特性的旁路电容。 • 电源的设计应保证噪声或系统运行引起的电压波动在规定的允许范围内。 • 建议在控制电源引脚之间放置一个稳压二极管（24V/1W），用来防止浪涌电压可能造成的控制电路损坏。 ※使用示波器来检查每路电源引脚和 P、N 间的电压波形，示波器的时间应设在 1μs/div 以下。 推荐使用齐纳二极管来确保电压（包括浪涌）不超过规定的范围。
控制电源 GND 引脚	V_{PC} V_{NC}	• 内部 HVIC 和 LVIC 的控制电源地引脚。 • 为防止干扰，应避免主电路的线电流流经此引脚。
控制信号输入引脚	U_P,V_P,W_P U_N,V_N,W_N	• 控制信号输入引脚。 • 电压输入型，这些引脚在模块内部连接到 CMOS 构成的施密特触发电路。 • 为了保护 DIPIPM 不受噪声的干扰，各输入引脚的连线应尽可能短。 • 如发生信号振荡，请加上 RC 退耦电路（DIPIPM 内部接有最小值为 3.3kΩ的下拉电阻，在设定 RC 时间常数时注意开通和关断的阈值）。 ※使用示波器来检查每路电源引脚间的电压波形，示波器的时间应设在 1μs/div 以下。 请确保噪声叠加的电压不超过规定的范围。外接 RC 滤波电路时，注意分压可能导致实际输入电压降低的问题。
电流检测引脚	V_{SC}	• 流经 N 侧 IGBT 主电流的分流电流，该端子和 V_{NC} 间连接的电流检测电阻用于短路保护。
短路保护触发电压检测引脚	CIN	• 电流检测端子和 V_{NC} 间连接的电流检测电阻上的电压接入 CIN 引脚，内部接比较器来判断电路保护的状态。 • 为抑制噪声，应连接 RC 滤波电路（推荐时间常数为 1.5～2μs）。 ※使用示波器来检查 CIN 引脚的电压波形，示波器的时间应设在 1μs/div 以下。 请确保噪声叠加的电压不超过规定的范围。
故障信号输出引脚	F_O	• 故障信号（N 侧的 SC、UV 保护动作时）输出引脚。 • 此输出为集电极开路型引脚，Fo 信号线应通过约 10kΩ 的上拉电阻接到 5V 电源电压。（Fo 引脚的流入电流 I_{Fo} 设定在 1mA 以下。例如：5V 电源，10kΩ 上拉电阻的 I_{Fo} 为 0.5mA。）
故障输出信号的脉宽设定引脚	CFO	• 故障输出时间长度的设定引脚。 • 该引脚和 V_{NC} 间接电容来设定故障输出时间长度。 • 电容值为 22nF 时，故障输出时间的典型值为 2.4ms。 $t_{FO} = C_{FO} / (9.1 \times 10^{-6})$ (s)
逆变器直流母线正引脚	P	• 直流母线正引脚。 • 内部连接到所有 P 侧 IGBT 的集电极 。 • 为了抑制直流母线引线或 PCB 布线电感产生的浪涌电压，平滑电容应放置在非常接近 P 侧和 N 侧的引脚处，加具有良好频率特性的小薄膜电容也是非常有效的。 ※使用示波器来检查每路电源引脚和 P、N 间的电压波形，示波器的时间应设在 1μs/div 以下。请确保电压（包括浪涌）不超过规定的范围。
N 侧 IGBT 发射极引脚	NU,NV,NW	• 每个 N 侧 IGBT 的发射极开路引脚。 • 若需要同一发射极（共发射极），请在尽可能靠近模块的位置将这些引脚短接起来。
逆变器功率输出引脚	U, V, W	• 逆变输出引脚 • 连接交流电机等负载。在模块内部，这些引脚与相应的 IGBT 桥臂的中点相连。

2.4 安装方法

此节说明第 4 代大型 DIPIPM 的电气绝缘距离和散热器安装注意事项。

2.4.1 绝缘距离

第 4 代大型 DIPIPM 的电气间隙、爬电距离如表 2-14 所示。

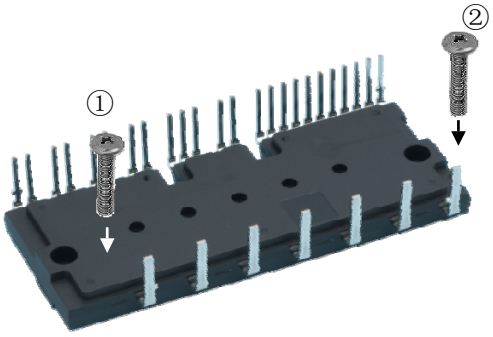
表 2-14 第 4 代大型 DIPIPM 的典型电气绝缘距离

	电气间隙(mm)	爬电距离 (mm)
功率端子之间	7.1	7.9
控制端子之间	3.3	5.6
端子和散热器之间	3.7	5.6

2.4.2 安装方法和注意事项

在散热器上安装模块时，如果施加过大或极不平衡的紧固力，有可能对模块造成损坏或损伤。图 2.19 给出了推荐的紧固顺序。

另外，还应使用力矩扳手，并按推荐的力矩来紧固模块。推荐的安装力矩如表 2-15 所示。一旦力矩超过最大限值就可能导致模块损坏或损伤。同时注意不要在 DIPIPM 和散热器的接触面之间混入任何异物。



预紧固 ①→②
永久紧固 ①→②
即使先后顺序反过来，但只要交替着紧固都不会有问题。
*预紧固的扭矩为最大额定值的 20~30%。

图 2.19 推荐螺钉紧固顺序

表 2-15 安装力矩和散热器平整度的规格

项目	条件	最小	典型	最大	单位
安装力矩	推荐 1.18N·m，螺钉：M4	0. 89	-	1.47	N·m
散热器平整度	参考图 2.20	-50	-	+100	μm

外接散热器的平整度规定，如图 2.20 所示。

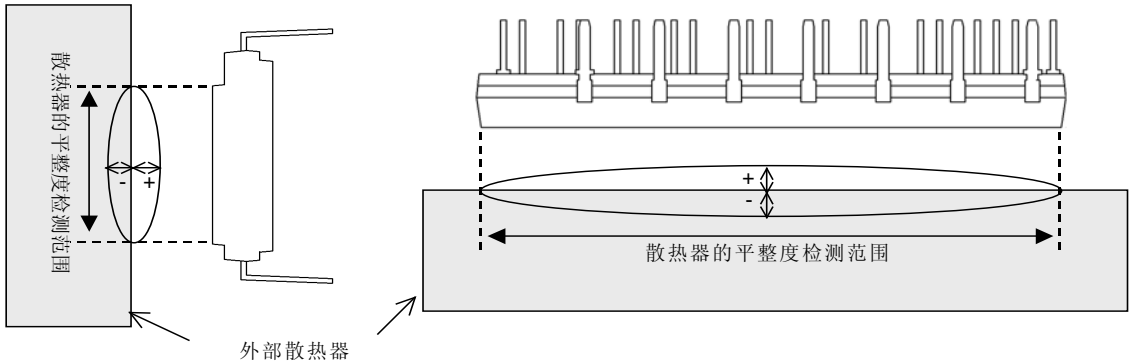


图 2.20 散热器平整度的测量范围

关于 DIPIPM 安装表面上散热器的平整度（弯曲 / 凹凸度），请参考图 2.20。散热器表面的粗糙度应在 Rz12 以内。为了获得有效的散热效果，需要尽可能增加模块与散热器之间的接触面积，使得接触热阻

最小化。

另外，在模块和散热器之间的接触面上，均匀地涂抹一层厚度为 100～200μm 的导热硅脂。应选用在整个工作温度范围内性能良好而且寿命持久的导热硅脂。

DIPIPM 散热面与散热器间的接触热阻，随着安装情况（比如导热硅脂的厚度、导热硅脂的热传导率等）的不同而不同。导热脂硅厚 20μm、热传导率为 1.0W/m·K 的情况下，DIPIPM 散热面与散热器间的接触热阻值（1/6 模块）约为 0.2°C/W。

2.4.3 焊接要求和注意事项

DIPIPM 焊接到 PCB 板上时的要求如下。

（注：对于 DIPIPM，不推荐回流焊。）

（1）波峰焊接条件

波峰焊接的条件是：焊槽温度在 260℃±5℃以内，浸焊时间在 10±1 秒以内。在本公司的可靠性试验条件（如表 2-16 所示）之内的焊接都没有问题。另外，预加热 DIPIPM 的温度推荐在 125℃以下。

实际焊接时，焊料的喷流状态、传送带的速度、PCB 板的焊盘、过孔的形状等条件都不尽相同，还请贵公司根据具体情况最终确保无问题。

表 2-16 可靠性试验条件

可靠性试验项目	试验条件
焊料耐热性	焊接温度 260℃±5℃、10±1 秒

（2）手动焊接条件

手动焊接由于电烙铁种类（瓦特数/烙铁头形状）、PCB 板上的配线模式等不同而差异较大，一般不给出手动焊接的推荐条件。考虑到 DIPIPM 压注膜树脂的 Tg（玻璃化转变温度）和硅片耐热温度，手动焊接时引脚根部的温度建议不超过 150℃。

在设定手动焊接条件时，要综合考虑所使用的焊料、PCB 板上 DIPIPM 引脚根部的温度以及焊料的润湿性。（焊接时间尽可能的短。）另外，注意采用半导体用的烙铁（12～24Ⅴ低压规格），且焊接时要将烙铁接地。采用具有温度调节功能的烙铁可以有效控制焊接温度。

以 50W 的烙铁做评价试验，引脚根部温度上升值如图 2.22 所示。

评价方法：

(1)评价模块：第 4 代大型 DIPIPM

(2)评价过程

将烙铁头（50W）放在热容量小的控制端外侧引脚端子（离顶端约 1mm 距离）处，用热电偶测量引脚根部的温度上升值，测量方法如图 2.21 所示。焊接温度设定为 400℃。

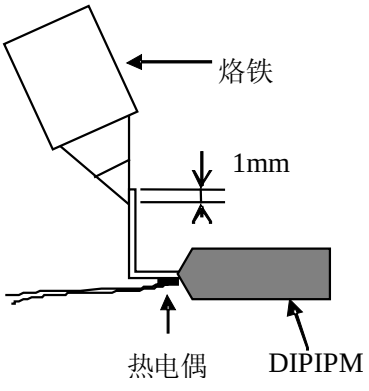


图 2.21 评价方法

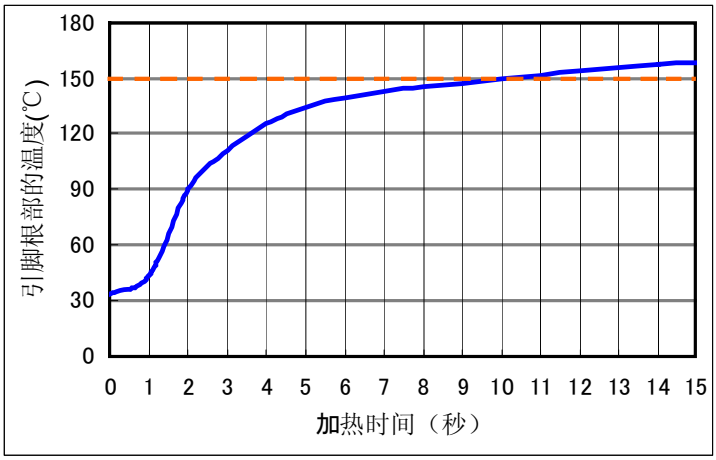


图 2.22 引脚根部的焊接温度

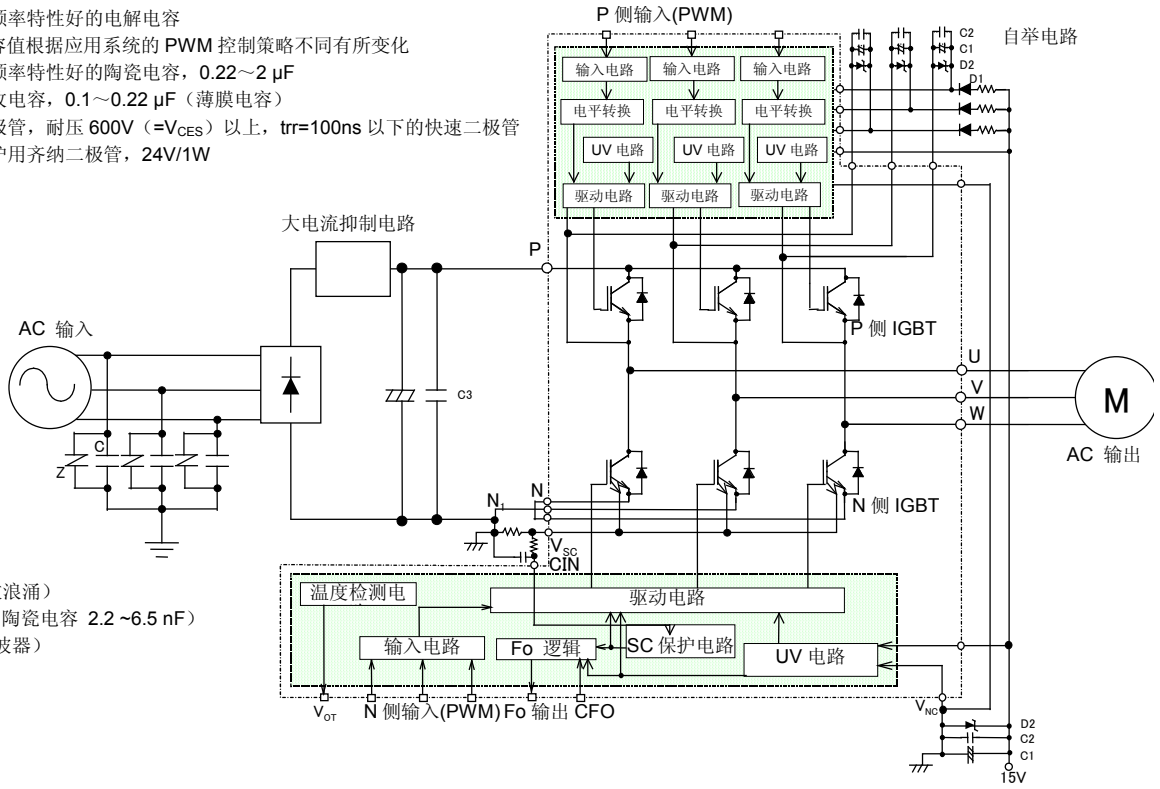
第 3 章　使用方法

3.1　使用方法和应用

本章说明了第 4 代大型 DIPIPM 的使用方法和接口电路设计。

3.1.1 系统连接

C1: 温度、频率特性好的电解电容
　　注：电容值根据应用系统的 PWM 控制策略不同有所变化
C2: 温度、频率特性好的陶瓷电容，0.22～2 μF
C3: 浪涌吸收电容，0.1～0.22 μF（薄膜电容）
D1: 自举二极管，耐压 600V（=V_{CES}）以上，trr=100ns 以下的快速二极管
D2: 浪涌保护用齐纳二极管，24V/1W



Z : ZNR（吸收浪涌）
C : AC 滤波（陶瓷电容 2.2 ~6.5 nF）
（共模噪声滤波器）

图 3.1 系统连接举例

3.1.2 接口电路（无光耦）

图 3.2 给出了典型的接口电路原理图，其中控制器（MCU 或 DSP）的控制信号直接连接到 DIPIPM。

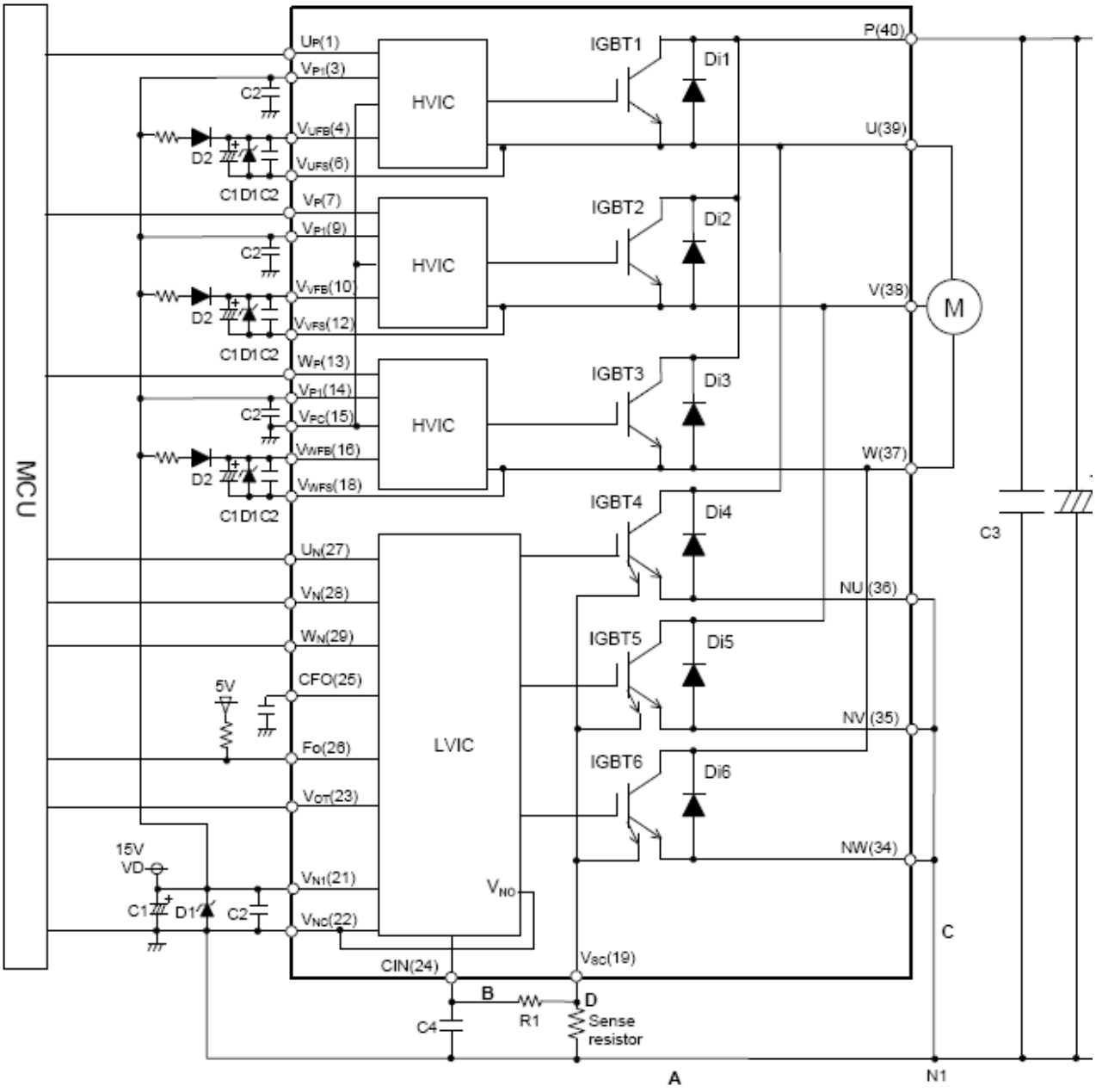


图 3.2 无光耦隔离的外部接口电路图

(1) 控制电源的地与功率地如果共线的话，流过大电流时地线的变化可能导致模块误动作。因此，控制电源的地与功率地应该分开来走线，在 N1（旁路电阻的一端）处一点共地。

(2) 为防止浪涌电压带来的损坏，平滑电容和 P&N1 引脚间的布线应尽可能的短。通常在引脚间放置一个 0.1～0.22μF 的吸收电容 C3。

(3) 短路保护电路滤波器 R1C4 的时间常数应该在 1.5～2μs.的范围内，且 R1、C4 要选择温度离散性小的元件。另外，SC 关断时间可能会随布线方式而变化。

(4) 所有的电容应尽可能地紧密连接在 DIPIPM 的引脚上。C1 选择温度特性和频率特性优良的电解电容，C2 是温度特性、频率特性和直流旁路特性优良的陶瓷电容，值为 0.22μ-2μF。

(5) 为了防止 HVIC 被浪涌损坏，建议在每一路 15V 电源引脚上连接一个稳压二极管（24V, 1W）。

(6) 为了防止短路保护误动作，CIN 引脚和 V_{SC} 引脚间接 RC 滤波电路，检测电阻的接线尽可能短。
(7) 检测电阻的精度（含温度特性在内）要求在±1%以内，且为无感电阻。推荐电阻的功率为 1/8W 以上，但最终需要在具体的应用系统中评价。
(8) 为防止错误的保护动作，A, B, C 的布线应尽可能的短。
(9) Fo 输出是漏极开路型，应连接一个上拉电阻到控制电源（5V 或 15V）的正极，保证 I_{Fo}=1mA 以下。在上拉至 5V 电源时上拉电阻应大于 5.1kΩ（推荐阻值为 10kΩ）。
(10)Fo 输出脉冲宽度取决于 CFO 引脚接的电容，t_{FO}(典型值) = C_{FO} / (9.1 × 10^{-6}) (s)。
(11)自举二极管 D2 应选用高耐压（600V 或以上）、快恢复（trr<100ns）二极管。
(12)输入逻辑是高电平有效。每一路输入电路都内置了一个 3.3kΩ（最小值）的下拉电阻。如果有外部 RC 滤波器，要注意输入信号电平应满足开通和关断阈值电压的要求。由于模块内部集成了 HVIC，使得无需光耦或变压器而直接将 MCU/DSP 和模块相连接成为可能。为防止误动作，输入信号线应尽可能地短。

3.1.3 接口电路（光耦隔离接口）

采用光耦隔离的接口电路如图 3.3 所示。

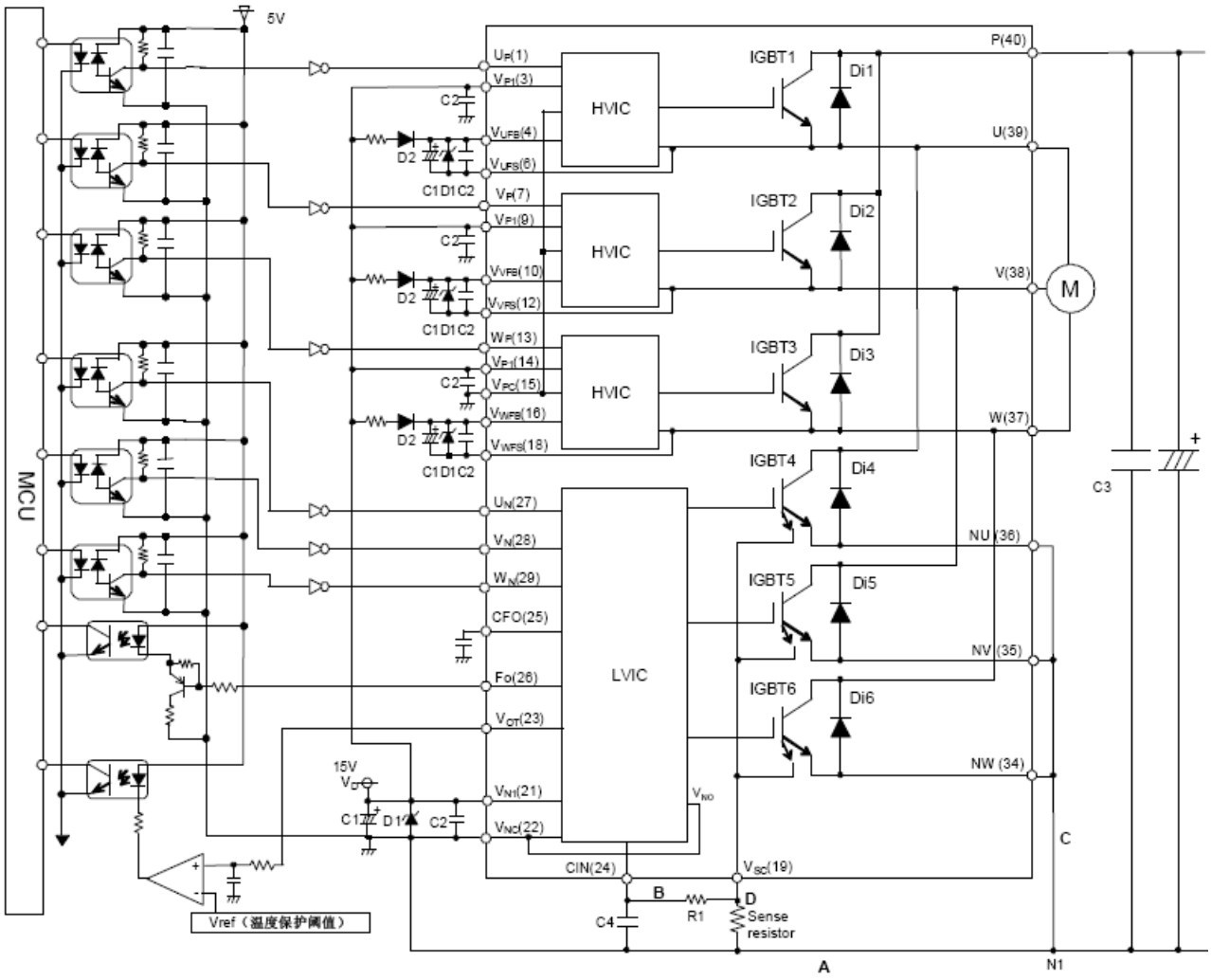


图 3.3 有光耦隔离的外部接口电路图

注：
(1) 推荐使用高速光耦（高 CMR）。
(2) Fo 引脚的下沉电流最大为 1mA，因此，驱动光耦需要使用缓冲放大电路。

3.1.4 信号输入引脚和Fo引脚的电路

（1） 控制输入引脚的内部电路

第 4 代大型 DIPIPM 采用高电平输入逻辑，因此不再有控制电源和输入信号启动或关断的次序限制。如图 3.4 所示，每个输入电路都内置一个 3.3kΩ（最小）的下拉电阻，外部无需额外的下拉电阻。此外，开通和关断的阈值电压规格如表 3-1 所示。

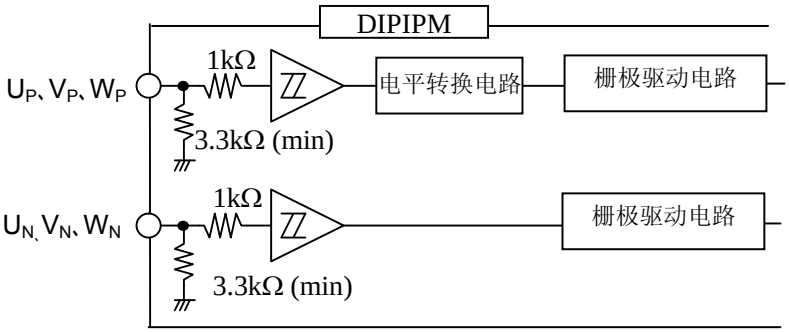


图 3.4 控制输入引脚的内部结构图

表 3-1 输入阈值电压值 （VD=15V, Tj＝25°C）

项目	记号	条件	最小	典型	最大	单位
开通阈值电压	Vth(on)	U_P，V_P，W_P-V_{NC} 引脚间	2.1	2.3	2.6	V
关断阈值电压	Vth(off)	U_N，V_N，W_N-V_{NC} 引脚间	0.8	1.4	2.1	

DIPIPM 的输入信号引线要尽可能短，如果引线长的话，容易叠加噪声信号，需要在靠近模块引脚处加 RC 滤波器。

另外，DIPIPM 的输入脉冲有最小宽度限制，如表 3-2 所示。如果宽度（On 和 Off）小于限制值时，DIPIPM 可能不会响应或者不能正常工作。请参考相应的规格书。

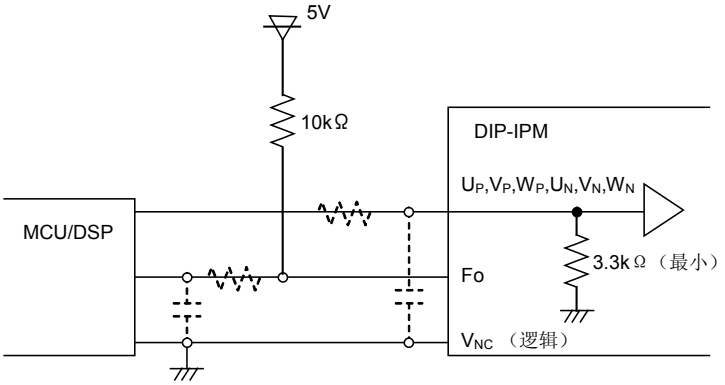


图 3.5 控制输入连接图

注：每一路输入上的 RC 电路（图中的虚线部分）取决于用户的 PWM 控制策略和 PCB 的布线阻抗。

DIPIPM 的信号输入部分集成了 3.3kΩ（最小）的下拉电阻。因此，当使用外部滤波电阻时，请注意输入引脚的信号电压的下降。

表 3-2 最小输入信号的脉冲宽度规格

		条件		形号	最小	标准	最大	单位
最小输入信号脉冲宽度	PWIN(on)	—	—	PS21A79	1.1	—	—	μs
				PS21A7A	1.3	—	—	
	PWIN(off)	200≦VCC≦350V 13.5≦VD≦16.5V 13.0≦VDB≦18.5V -20≦Tc≦100℃ N 端配线电感为 10nH 以下	额定电流以下	PS21A79	3.0	—	—	
				PS21A7A	3.0	—	—	
			额定电流～ 额定电流×1.7	PS21A79	5.0	—	—	
				PS21A7A	5.0	—	—	

脉冲宽度小于 PWIN（on）的开通输入信号可能无效；

脉冲宽度小于 PWIN（off）的关断输入信号可能无效，或者对于 P 侧来说其开通时间可能变长（约 2μs 以下）。但是，可以说，即使出现这种现象，模块也不会持续保持关断状态。延迟动作详情请参考图 3.6 的时序图。

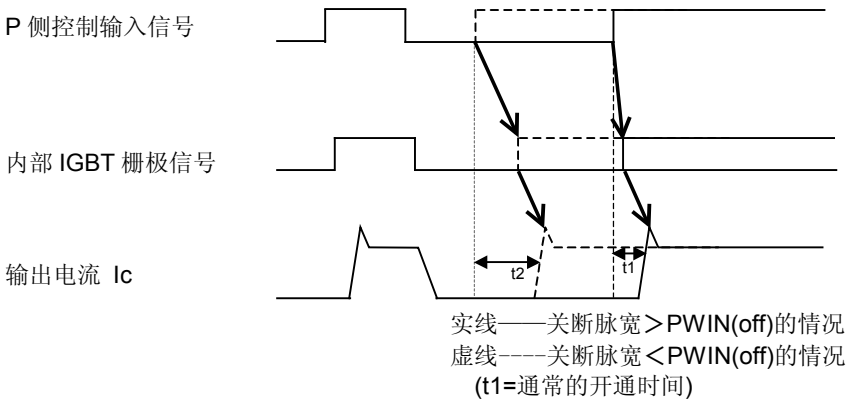


图 3.6 输入信号小于最小脉冲宽度 PWIN(off)时的输出动作(P 侧)

（2） Fo 引脚的内部电路

Fo 引脚是漏极开路型，必须上拉到 5V 电源，如图 3.5 所示。上拉电阻的阻值推荐为 10kΩ。图 3.7 给出了 Fo 引脚的典型 V-I 特性。

Fo 引脚的最大下沉电流 I_{Fo} 是 1mA。如果输出连接到光耦，请注意光耦的驱动能力。

表 3-3 Fo 引脚的电气特性

项目	记号	条件	最小	典型	最大	单位
故障输出电压	V_{FOH}	V_{SC}=0V，Fo=10kΩ,5V 上拉	4.9	—	—	V
	V_{FOL}	V_{SC}=1V，Fo=1mA	—	—	0.95	V

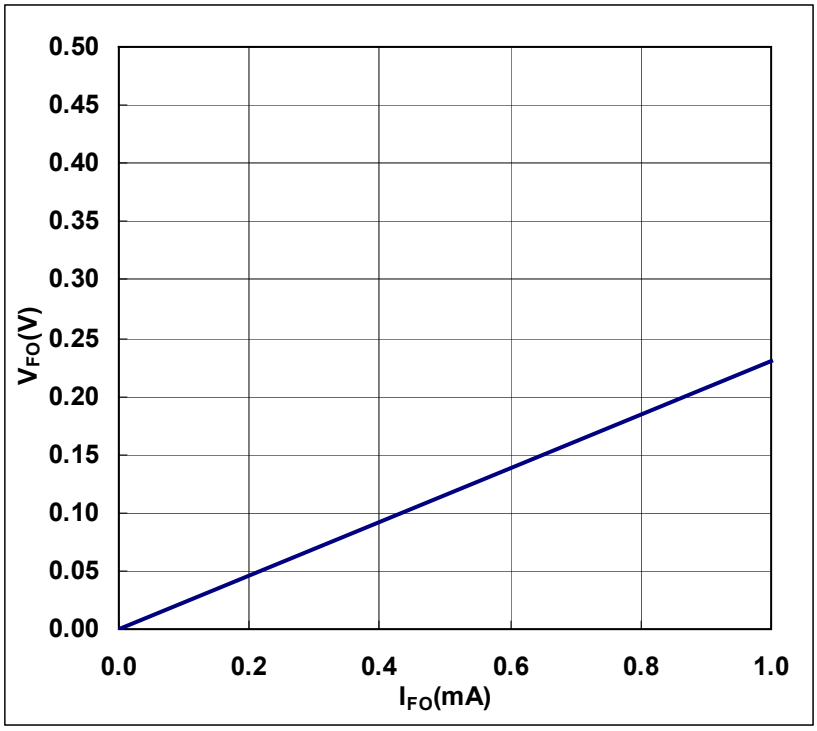


图 3.7 Fo 引脚的典型 V-I 电气特性 （VD=15V, Tj=25℃）

3.1.5 吸收电路

为了防止 DIPIPM 不被外部浪涌电压损坏，应尽可能地缩短平滑电容和 DIPIPM 的 P-N 引脚间的布线长度。同时，在 DIPIPM 的直流母线附近也应放置一个 0.1～0.22μF/630V 的吸收电容。

吸收电容接在 P 和 NU、NV、NW 之间最近的地方，如图 3.8 所示。

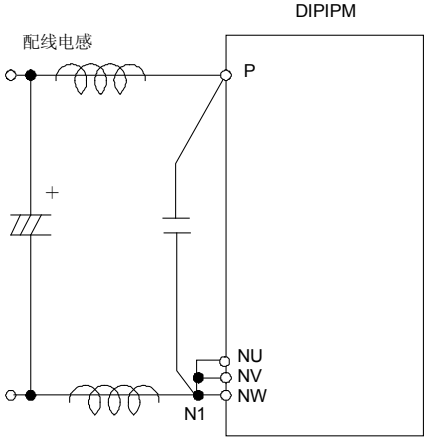


图 3.8 推荐的吸收电路

3.1.6 GND周围布线的影响

短路保护用的检测电阻周围布线和地线布线不同，其配线电感不同，从而影响短路保护的实现，应该尽可能地降低配线电感。推荐的布线如下图 3.10 所示。

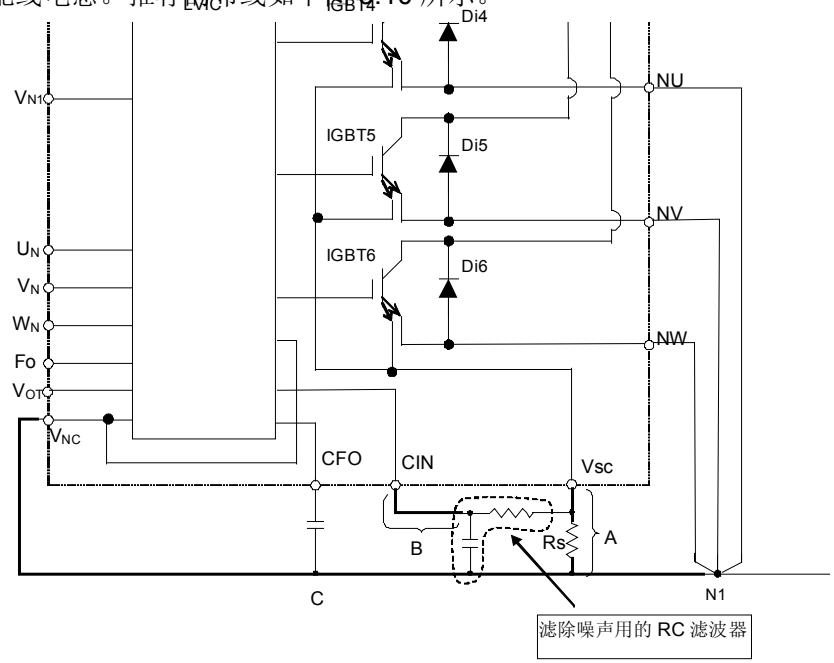


图 3.10 感应电阻周围布线的影响

（1）A 部分布线的影响

图 3.10 中 A 部分布线过长时配线寄生电感产生的外部电压将影响 SC 保护电平。所以这部分布线应尽可能短。

（2）B 部分布线的影响

RC 滤波器是用来去除发生在检测电阻上的噪声。如果 B 部分布线过长，则滤波器的作用将被减弱，噪声很容易叠加到布线上。请尽可能地把 RC 滤波器放置在 CIN 和 V_{NC} 的附近。

（3）C 部分布线的影响

C 部分布线会产生上面描述的所有布线影响，应最大限度的缩短 GND 布线。 如果功率地大面积流经控制地，功率地上的波动就可能导致故障。因此，推荐控制地与功率地仅通过单点相连，该点即是 NU、NV、NW 与功率地的连接点（NU、NV、NW 的汇合点）。

3.1.7 PCB设计的注意事项

PCB 设计布线的注意事项如图 3.10 所示。

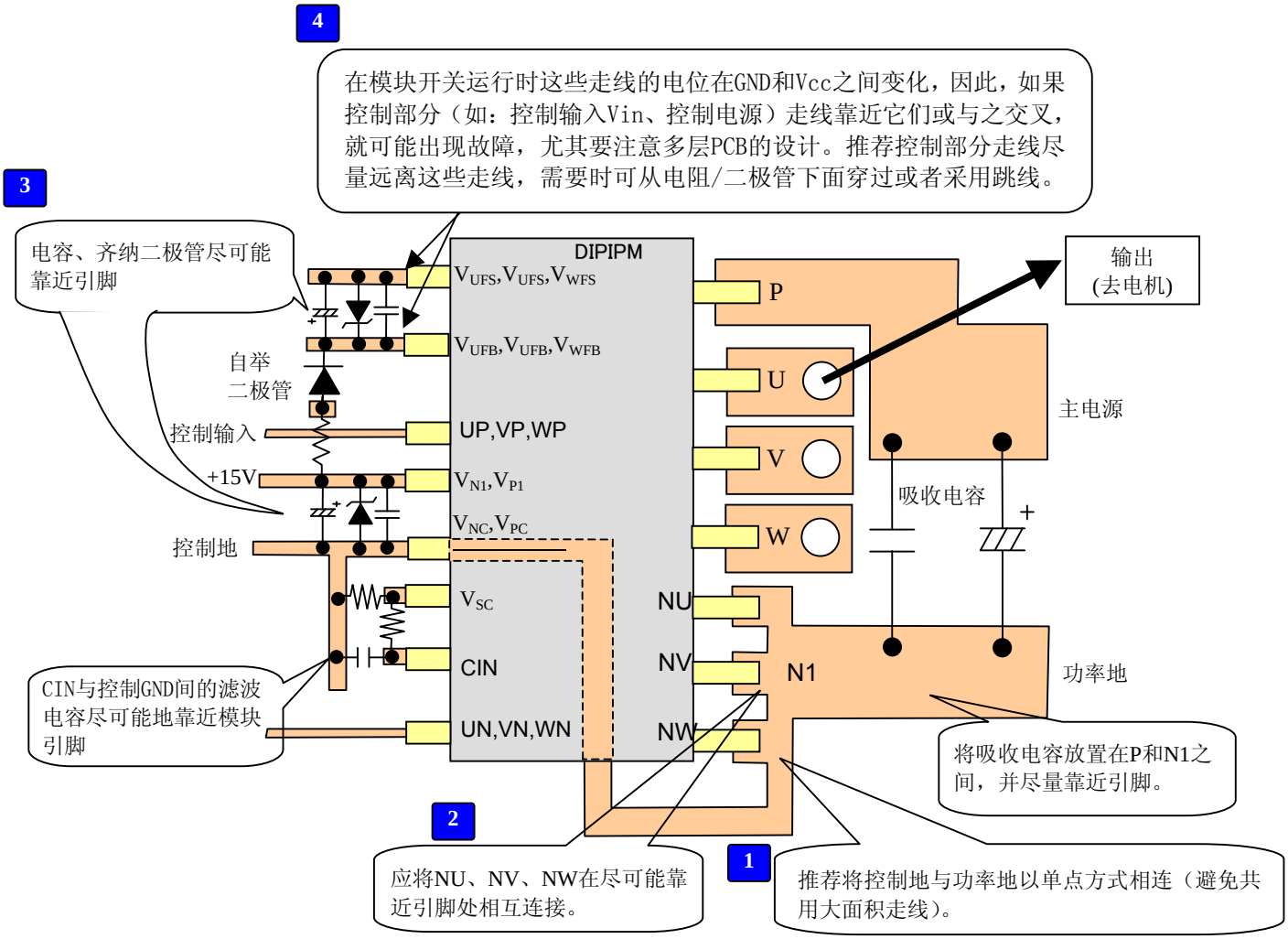


图 3.10 PCB 布线注意事项

PCB 设计不良导致的故障举例。

	不良设计举例	可能导致的故障举例
1	・ 功率 GND 和控制 GND 布线重叠	由功率 GND 流过的不连续大电流的 di/dt 和布线电感产生的浪涌会转移到控制 GND 线上，引起控制 GND 电位波动，进而导致基于控制 GND 的输入控制信号发生变化，最终导致桥臂短路的发生。
	・ 存在 GND 的环路	GND 环路中会产生杂散电流，同样会引起控制地电位和输入信号电平的变化，从而导致桥臂短路的发生。
2	N 引脚和电流检测电阻间布线长	布线长则寄生电感大，IGBT 开关动作时就会产生浪涌电压，可能引起以下故障。 ・ VS 电位（输出端的电位）过低，导致 HVIC 误动作。 ・ LVIC 因浪涌电压而损坏。
3	无电容和齐纳二极管，或者电容与齐纳二极管接的位置没有靠近 DIPIPM 引脚	控制 IC 的过电压引起故障或损坏。
4	P 侧驱动电源布线与输入信号线靠近或平行	相互干扰噪声很容易通过其布线间的寄生电容进入 DIPIPM，DIPIPM 就因获得错误的控制信号而导致桥臂短路。

3.1.8 DIPIPM的安全工作区（开关状态、短路状态）

以下说明 DIPIPM 的安全工作区（SOA，Safety Operating Area，规格书中没有给出该指标）。

V_{CES} : DIPIPM 内部的 IGBT 集电极-发射极间电压的最大额定值

V_{CC} : P-N 引脚间的电源电压

$V_{CC(surge)}$: V_{CC} 和布线电感以及直流母线电容产生的浪涌电压的总和

$V_{CC(PROT)}$: DIPIPM 能自我保护的直流母线电压

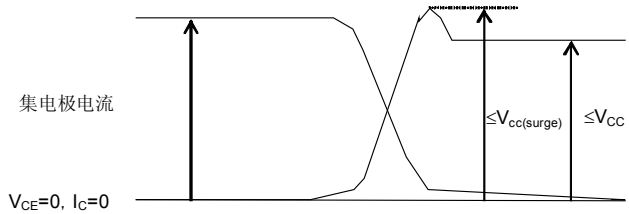


图 3.11 开关状态时的 SOA

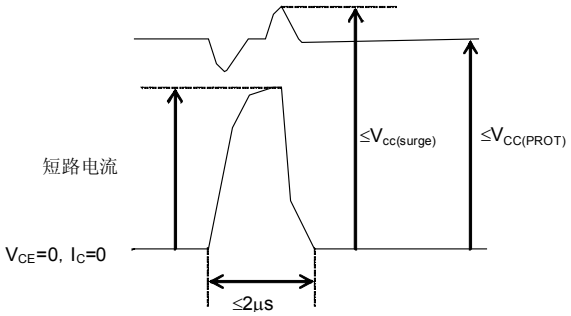


图 3.12 短路状态时的 SOA

开关动作时

V_{CES} 代表 IGBT 的最大电压额定值（600V）。V_{CES} 减去内部布线电感产生的浪涌电压（100V 或更少）得到 $V_{CC(surge)}$为 500V。$V_{CC(surge)}$再减去 DIPIPM 和直流母线电容之间的布线电感产生的浪涌电压（50V 或更少）得到 V_{CC} 为 450V。

短路时

V_{CES} 代表 IGBT 的最大电压额定值（600V）。V_{CES} 减去内部布线电感产生的浪涌电压（100V 或更少）得到 $V_{CC(surge)}$为 500V。$V_{CC(surge)}$再减去 DIPIPM 和直流母线电容之间的布线电感产生的浪涌电压（100V 或更少）得到 V_{CC} 为 400V。

3.1.9 短路SOA

图 3.13 和图 3.14 分别给出了 PS21A7A 和 PS21A79 的短路 SOA 曲线。

条件：V_{CC}=400V、Tj=125℃，非反复操作，V_{CES}≦600V、$V_{CC(surge)}$≤500V（包含浪涌电压）、2m 负载。

图中以内置 IGBT 的开通阈值电压的最小值为例，当短路电流不超过额定电流值的 10 倍，且 IGBT 导通时间小于 4.5μs，则模块能够可靠关断 IGBT。

由于短路安全工作区（SCSOA）会随控制电源电压（V_D）、直流母线电压（VCC）等的不同而变化，因此设定 RC 滤波时要考虑一定的裕量。

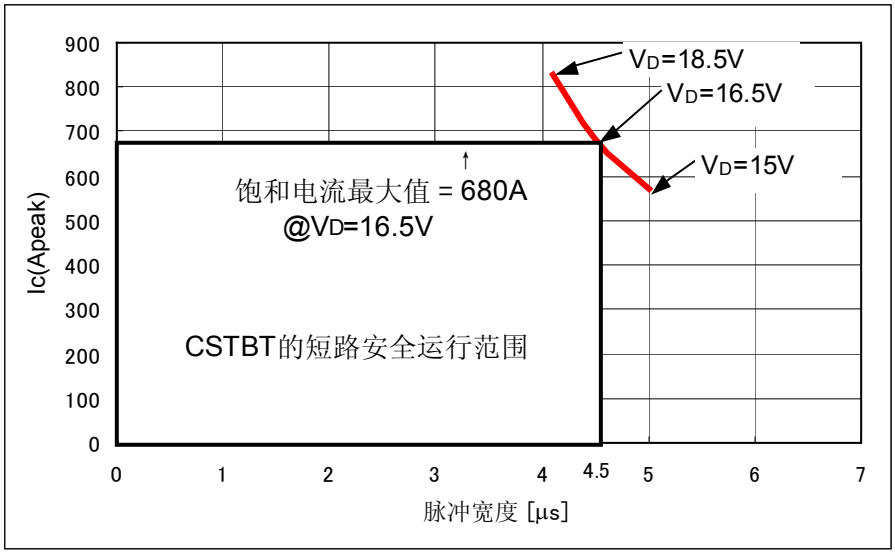


图 3.13 PS21A7A 的典型短路 SOA

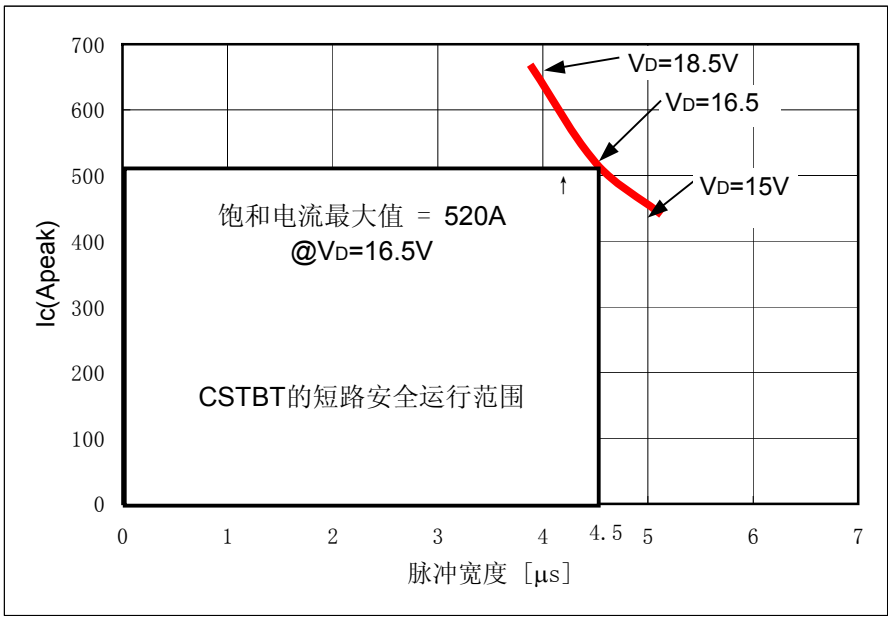


图 3.14 PS21A79 的典型短路 SOA

3.1.10 工作寿命

当 DIPIPM 工作时，IGBT 的结温将反复地变化（ΔTj）。结温变化的幅度和次数影响器件的寿命。

图 3.15 给出了 IGBT 的平均结温变化（ΔTj）和功率循环次数的关系曲线。（它是基于故障率 0.1%、1%和 10%、各取 3 个ΔTj 点 46、88、98°C 得到的衰减曲线，这些数据是从让模块间歇性运行的可靠性测试中获得的。）

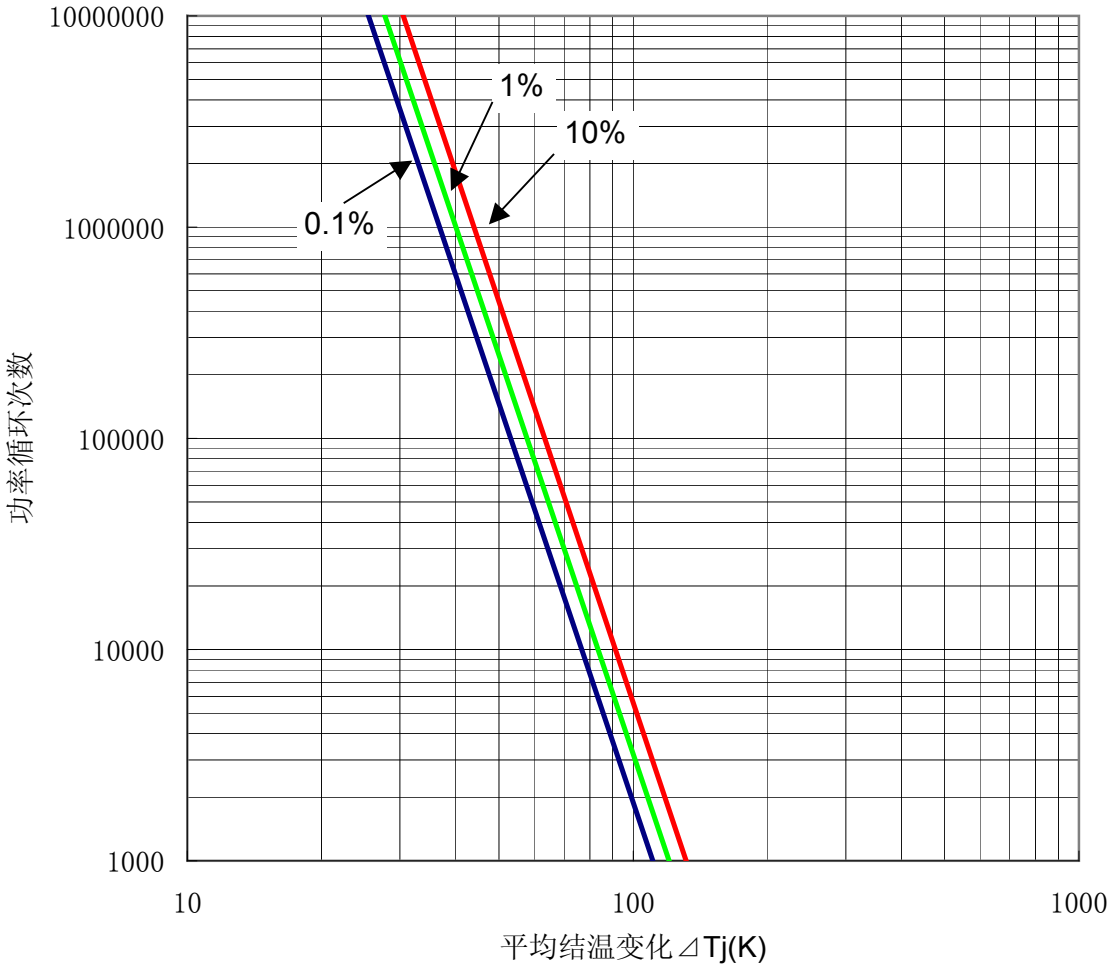


图 3.15 DIPIPM 的功率循环曲线

3.2 功耗计算和热设计

3.2.1 功耗计算

下面简单说明平均功耗的计算：

● 适用范围

功耗计算可以为用户提供一种正确选择与 VVVF 变频器设计匹配的功率器件的方法。然而，它并不适用于有热损耗限制的设计。

● 假定条件

① 正弦输出的 PWM 控制 VVVF 变频器；

② PWM 信号是由正弦波和三角波通过比较来产生的；

③ PWM 信号的占空比在 $\frac{1-D}{2}\sim\frac{1+D}{2}$（%/100）之间变化（D：调制深度）；

④ 输出电流为 Icp·sinx，而且没有纹波；

⑤ 负载输出电流的功率因数为 cosθ，开关动作使用理想的感性负载。

● 计算公式

PWM 信号占空比是关于相位角χ的函数 $\frac{1+D\times\sin x}{2}$，相当于输出电压的变化。根据功率因数 cosθ，在任何相位角χ下，输出电流和相应的 PWM 占空比可以由下式得到：

$$输出电流 = Icp\times\sin x$$

$$PWM\ \ 占空比 = \frac{1+D\times\sin(x+\theta)}{2}$$

然后，在相位角χ下的 $V_{CE(sat)}$ 和 V_{EC} 可以由线性近似得到：

$$Vce(sat) = Vce(sat)(@\ Icp\times\sin x)$$

$$Vec = (-1)\times Vec(@\ Iecp(=Icp)\times\sin x)$$

这样，IGBT 的静态损耗为：

$$\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}(Icp\times\sin x)\times Vce(sat)(@\ Icp\times\sin x)\times\frac{1+D\sin(x+\theta)}{2}\bullet dx$$

类似的，续流二极管的静态损耗为：

$$\frac{1}{2\pi}\int_{\pi}^{2\pi}((-1)\times Icp\times\sin x)((-1)\times Vec(@\ Icp\times\sin x)\times\frac{1+D\sin(x+\theta)}{2}\bullet dx$$

另一方面，不依赖于 PWM 占空比的 IGBT 的动态损耗为：

$$\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}(Psw(on)(@\ Icp\times\sin x)+Psw(off)(@\ Icp\times\sin x))\times fc\bullet dx$$

续流二极管 FWD 的恢复特性可以近似于图 3.16 所示的理想曲线，它的动态损耗由下式计算：

$$Psw = \frac{Irr\times Vcc\times trr}{4}$$

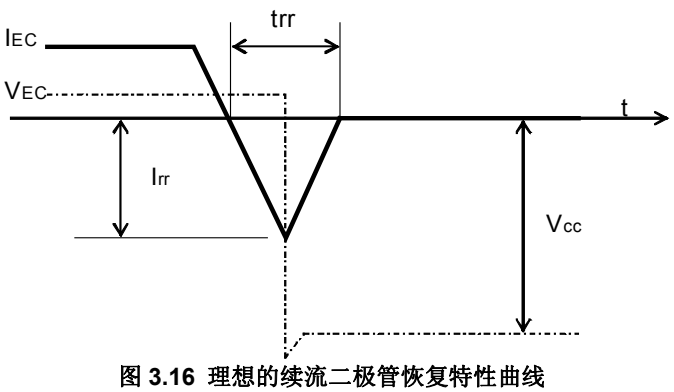


图 3.16 理想的续流二极管恢复特性曲线

恢复过程仅在输出电流的半个周期内出现，所以动态损耗为：

$$\frac{1}{2}\int_{\pi}^{2\pi}\frac{Irr(@\,Icp\times\sin x)\times Vcc\times trr(@\,Icp\times\sin x)}{4}\times fc\bullet dx$$

$$=\frac{1}{8}\int_{\rho}^{2\pi}Irr(@\,Icp\times\sin x)\times Vcc\times trr(@\,Icp\times\sin x)\times fc\bullet dx$$

● 变频器设计时使用功耗仿真的注意事项：

- 将输出电流周期分成几个部分，基于实际的 PWM 占空比、输出电流以及该电流下的 $V_{CE(sat)}$、V_{EC} 和 Psw 的值来计算每一部分的功耗。采用最恶劣运行条件下的数据是最重要的。
- PWM 占空比受信号产生方式影响。
- 输出电流波形或输出电流与 PWM 占空比的关系受信号产生方式、负载及其他种种因素影响。因此，具体计算应根据实际的波形数据来进行。
- $V_{CE(sat)}$、V_{EC} 和 Psw(on, off)都应使用 Tj=125℃时的数值。

3.2.2 温升考虑和计算例子

图 3.17 给出了所允许的输出电流有效值 Io 和载波频率的典型特性曲线，这是基于下列变频工作条件下的功耗仿真结果。

条件：V_{CC}=300V，V_D=V_{DB}=15V，PF=0.8，$V_{CE(sat)}$=典型值，开关损耗=典型值，Tj=125℃，Tc=100℃，Rth(j-c)=最大值，3 相 PWM 调制，60Hz 正弦波输出。

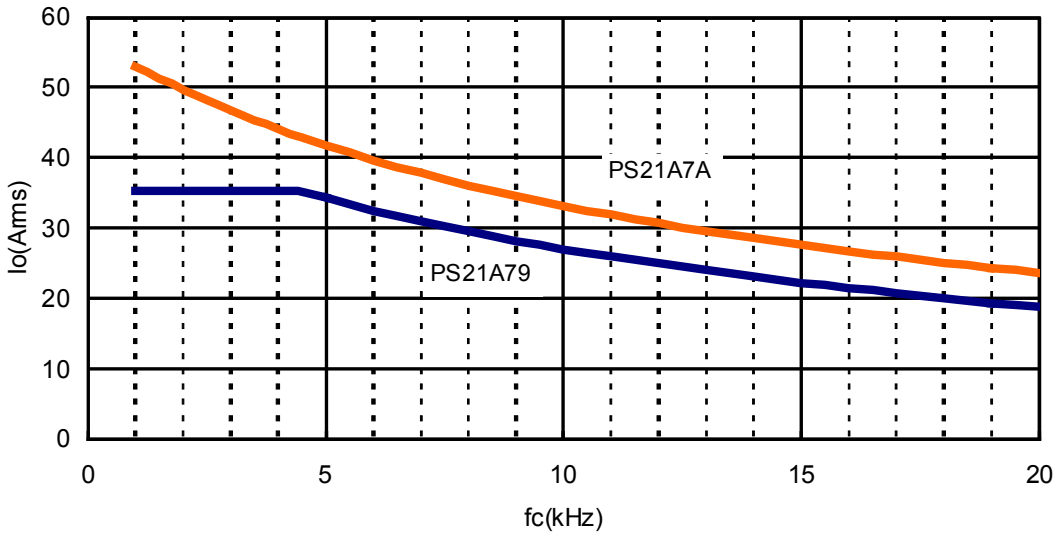


图 3.17 容许电流－载波频率特性

在不同的载波频率和允许的最大工作温度（Tc=100℃、Tj=125℃）条件下，根据图 3.17 可以估计出允许的变频器输出电流 Io 的有效值。根据不同的控制策略和电机种类，上述结果也可能会有变化。无论怎样，请确保没有超过器件额定值的大电流持续地流过。

允许的输出电流也可以从三菱电机半导体网站免费下载的功耗仿真软件计算得到，网址是 http://www.mitsubishichips.com/。

3.3 抗噪声能力

3.3.1 测试回路

在图 3.18 所示的噪声测试电路条件下，第 4 代大型 DIPIPM 具有±2.0kV 以上的抗噪声能力。然而，抗噪声能力很大程度上依赖于测试环境、控制基板的布线、器件布局以及其它因素，因此有必要在实际系统中再加以确认。

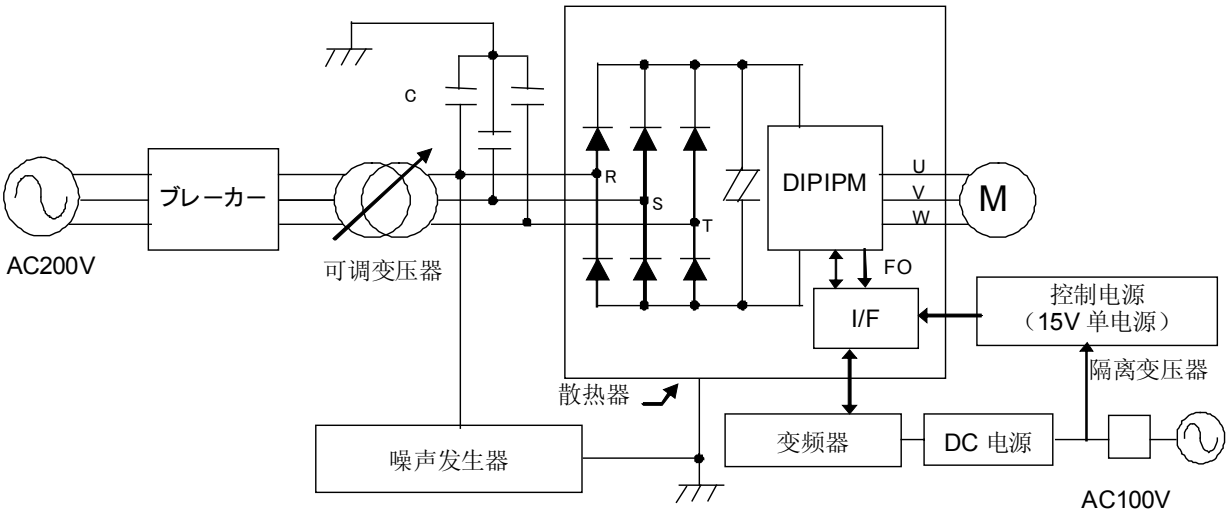


图 3.18 抗噪声能力的测试电路

15V 单电源方式，带感应电机负载来完成测试，单片机经过光耦隔离输入 PWM 信号。
C1： AC 总线共模滤波器，4700pF

测试条件：
V_{CC}=300V，V_D=15V，Ta=25℃，空载
噪声施加方法：从 AC 总线（R、S、T）加入，持续时间 T=16ms，脉冲宽度 tw=0.05～1μs，随机输入。

3.3.2 对策及注意事项

DIPIPM 设计时通过减少器件数量、降低内部配线电感以及减小漏电流来增强了其抗噪声能力。然而，模块外部电路在控制部分产生的噪声（由于 PCB 的走线设计不好）可能会引起短路或短路保护误动作。此时，应参考图 3.19 所示的设计对策来设计外部电路。

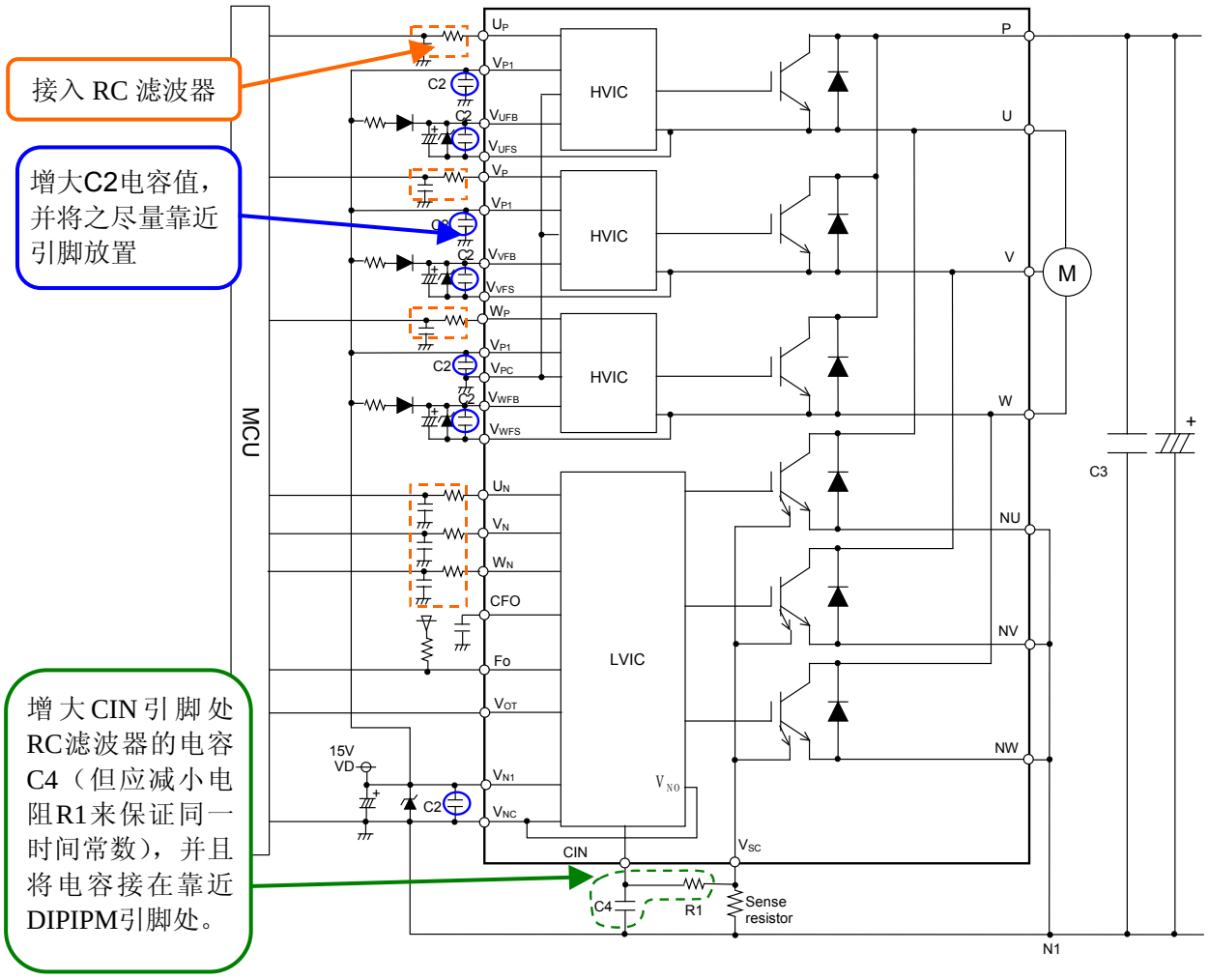


图 3.19 抗噪声对策举例

3.3.3 抗静电能力

如图 3.20 和图 3.21 所示，采用 M•M 方法，在 DIPIPM 各引脚与 GND（或者 NU、NV、NW）引脚间施加电压，加压前和加压后分别测量引脚的 V-I 特性。测试结果表明第 4 代大型 DIPIPM 具有±200V 或以上的抗静电能力。

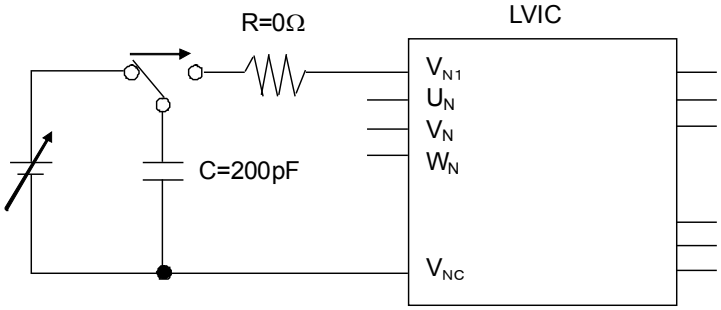


图 3.20 V_{N1} 引脚抗静电能力的测试电路

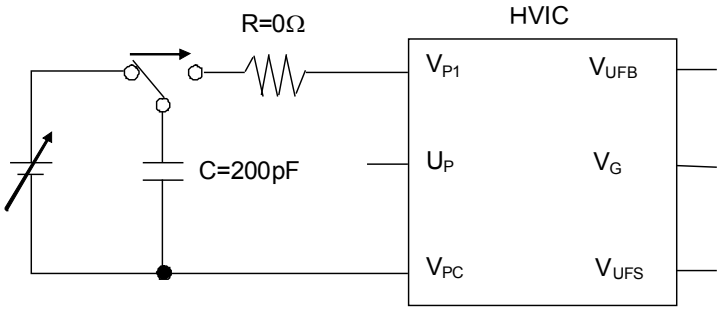


图 3.21 V_{P1} 引脚抗静电能力的测试电路

表 3-2 抗静电能力（典型例子）

条件：施加浪涌电压直至超过耐压最大值（kV），以 0.1kV 为步进值逐渐增加电压直至仪器的极限值（±4.0kV）为止，以静电浪涌电压施加前后的 V-I 特性是否发生变化来确认是否发生了静电损坏。

表3-4 PS21A7A / PS21A79的典型抗静电能力（ESD）

[控制端子部分]（由于内部IC的电路结构相同，所以两款模块的抗静电能力是一样的。）

施加电压的引脚	+ 浪涌（KV）	– 浪涌（KV）
U_P、V_P、W_P-V_{NC}间	1.6	1.7
V_{P1}-V_{NC}间	3.6	3.7
V_{UFB}-V_{UFS}、V_{VFB}-V_{VFS}、V_{WFB}-V_{WFS}间	4.0或以上	4.0或以上
U_N、V_N、W_N-V_{NC}间	0.7	1.6
V_{N1}-V_{NC}间	4.0或以上	4.0或以上
CIN-V_{NC}间	0.8	1.0
Fo-V_{NC}间	1.5	2.4
CFO-V_{NC}间	1.3	1.7
V_{OT}-V_{NC}间	0.9	2.5

[PS21A7A的功率端子部分]

施加电压的引脚	+ 浪涌（KV）	– 浪涌（KV）
V_{SC}-V_{NC}间※	0.4	0.5
P－NU、NV、NW间	4.0或以上	4.0或以上
U-NU、V-NV、W-NW间	4.0或以上	4.0或以上

[PS21A79的功率端子部分]

施加电压的引脚	+ 浪涌（KV）	– 浪涌（KV）
V_{SC}-V_{NC}间※	0.5	1.1
P－NU、NV、NW间	4.0或以上	4.0或以上
U-NU、V-NV、W-NW间	4.0或以上	4.0或以上

※V_{SC} 引脚在模块内部与功率硅片相连。

第 4 章　DIPIPM外部参数的设定指南

4.1　单电源驱动

4.1.1 自举电容初始充电的原理

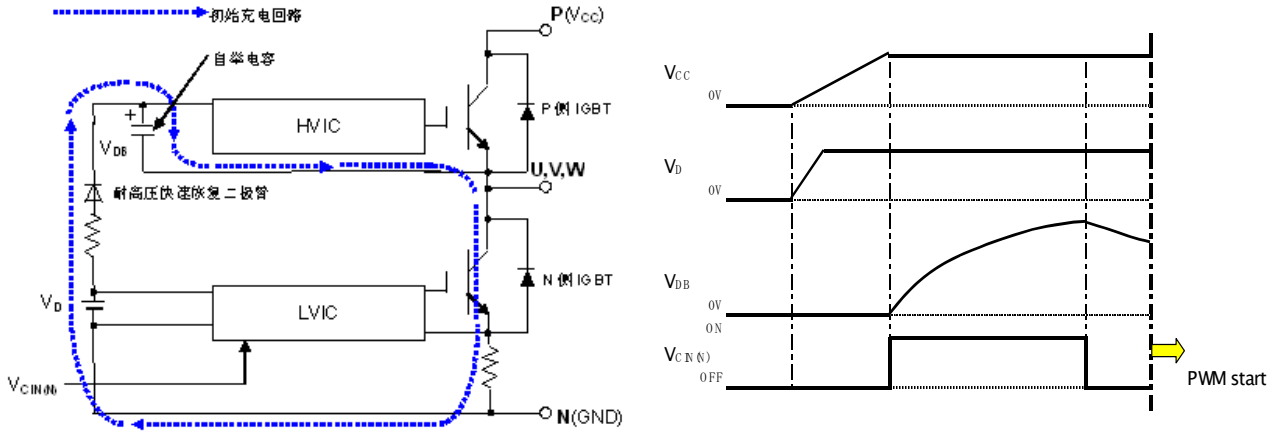


图 4.1 自举电路的初始充电回路和时序图

通过使用自举电路，不再需要传统的用 3 路相互隔离的 15V 电源来驱动 P 侧的 3 个 IGBT 单元。变频启动时需要对自举电容进行初始化充电，如图 4.1 所示，N 侧 IGBT 导通时自举电容充电。应保证足够的脉冲宽度或脉冲个数使自举电容充满电。

参考）采用 100μF 电容和 50Ω电流限制电阻的自举电路的充电时间大约为 5ms。

4.1.2 变频工作中的自举电容充/放电

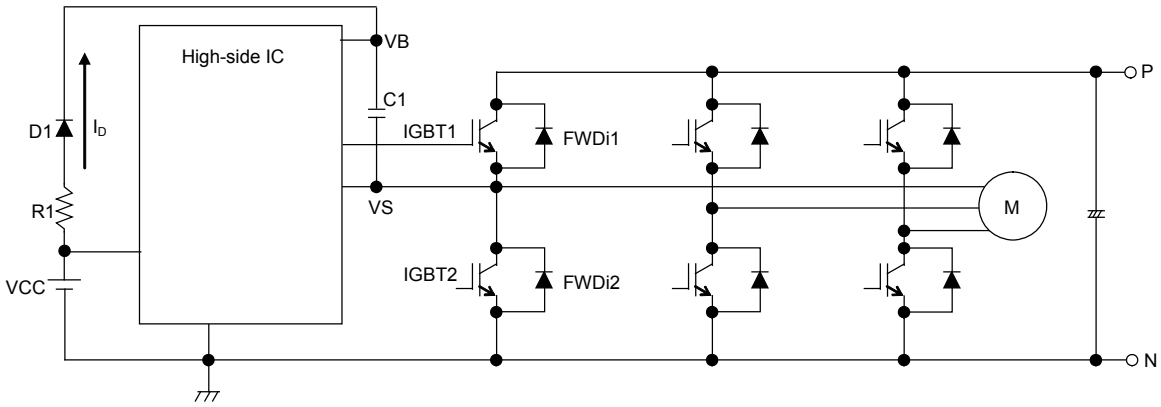


图 4.2 变频电路

（1）自举电容（C1）充电工作时序

条件（1-1）：IGBT2 导通（图 4.3）

当 IGBT2 处于导通状态时，C1 上的充电电压（$V_{C(1)}$）为：

$V_{C(1)} = V_{CC} - V_{F1} - V_{sat2} - I_D \cdot R1$　　（过渡过程）

$V_{C(1)} = V_{CC}$　　（稳定状态）

这里，V_{CC} 是控制电源电压，V_{F1} 是二极管 D1 上的正向电压降，Vsat2 是 IGBT2 的饱和压降，I_D 是充电电流，R1 是突入电流限制电阻。

然后，IGBT2 关断，在上下桥臂都关断期间（IGBT1 和 IGBT2 的死区时间期间），电机电流将流过续流二极管 FWDi1。当 V_S 电压上升到接近 P 处电位时，电容 C 充电结束。

当 IGBT1 处于导通状态时，由于驱动电路要消耗电流，因此电容 C1 上的电压会从 $V_{C(1)}$电位缓慢下降。

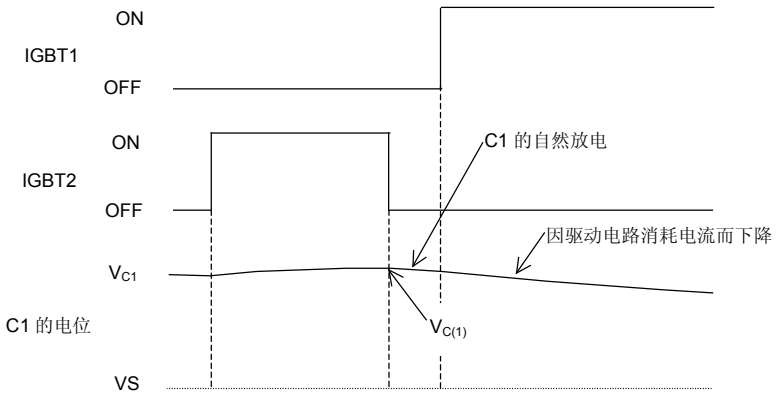


图 4.3 条件（1-1）的时序

条件（1-2）：IGBT2 始终关断，FWDi2 导通（图 4.4）

当 IGBT2 关断，FWD2 导通时，C1 上的电压（$V_{C(2)}$）为：

$$V_{C(2)}=V_{CC}-V_{F1}+V_{EC2}$$

这里 V_{EC2} 表示 FWDi2 的正向电压降。

当 IGBT2 和 IGBT1 都关断时，通过 FWDi2 保持续流模式。因此 V_S 的电位下降到-V_{EC2}，C1 开始充电来恢复其下降的电位。然后 IGBT1 再次导通，V_S 的电位上升到 P 处电位，C1 充电停止，由于驱动电路要消耗电流，C1 上的电压又将从 $V_{C(2)}$开始缓慢下降。

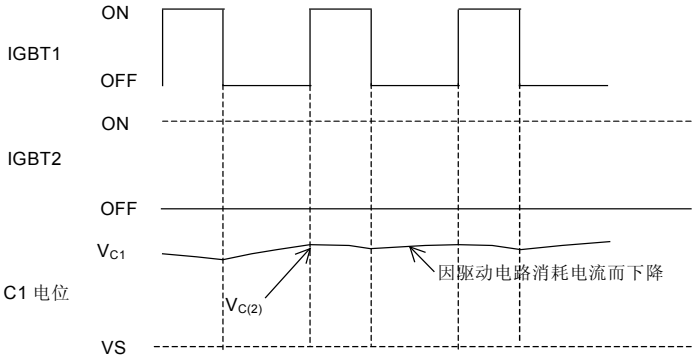


图 4.4 条件（1-2）的时序

（2）自举电容(C1)和电阻(R1)的选择

自举电容的容值可通过下式来计算：

$$C1=I_{BS}\times T1/\Delta V$$

其中，T1 为 IGBT1 的最大通态(ON)脉宽，I_{BS} 为 IC 的驱动电流(考虑温度和频率特性)，ΔV 为允许的放电电压。此外，应给计算出的电容值增加一定的裕量。

电阻 R1 的阻值应使时间常数 C1×R1 能够满足放电电压(ΔV)能在 IGBT2 的最小导通脉宽(T2)内被充分充电到电容 C 上。然而，如果仅仅 IGBT1 具有 ON－OFF－ON 控制模式(图 4.5)，时间常数的设定应使在导通 ON 阶段消耗的电荷能够在关断 OFF 阶段被补充。

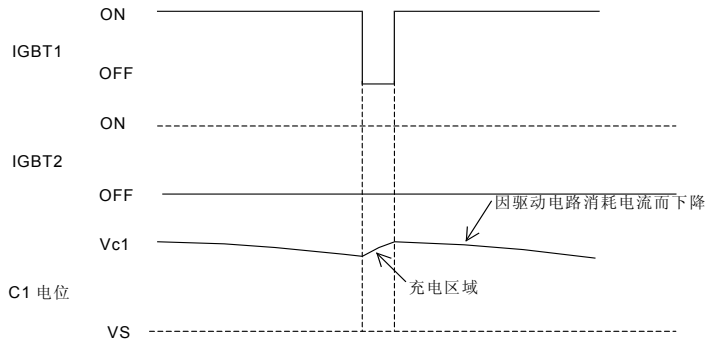


图 4.5 ON-OFF-ON 控制模式下的时序

自举电路设计举例

■ 自举电容的选择

假设 ΔV_{DB}（放电电压）=1V，P 侧 IGBT 的最大导通脉冲宽度 T1 为 5ms，I_{DB} 为 0.55mA（最大额定值）。则

$$C=I_{DB}\times T1/\Delta V_{DB}=2.75\times10^{-6}$$

自举电容的计算值为 2.75μF。考虑到离散性和可靠性等因素，自举电容通常选择为计算值的 2～3 倍，例如这里应该选择 10μF 或更大。

■ 自举电阻的选择

高压侧的 IGBT1 在最大导通脉宽 5ms 内衰减的电压 ΔV_{DB}（I_{DB} 消耗的电压）=1V，低压侧 IGBT2 导通时间为最小或者是仅仅高压侧 IGBT1 反复导通-关断-导通，这种模式下，高压侧 IGBT1 最大导通脉冲之后的 IGBT1 最小关断状态（FWDi 续流）期间必须要完成电容充电，自举电阻的选择举例如下。

假设自举电容为 10μF，V_D=15V，V_{DB}=14V，N 侧 IGBT 的最小导通脉冲宽度（或上臂 IGBT 的最小关断脉冲宽度）t_0 为 20μs，这期间 V_{DB} 恢复到 15V，则自举电阻为：

$$R=\{(V_D-V_{DB})\times t_0\}/(C\times\Delta V_{DB})=2$$

这意味着应选择 2Ω 的电阻。

注：（1）当控制直流无刷电机或异步电机（感应电机）两相调制时，P 侧 IGBT 会有一个较长的导通时间，请注意自举电压电压的降落。

（2）以上只是一个计算举例，仅供参考。建议具体设计时应考虑实际的控制模式和元器件的寿命。

PS21A7A(75A)、PS21A79(50A)的 P 侧驱动电源（V_{DB}）电路的电流 I_{DB} 与载波频率的关系曲线如图 4.6 和图 4.7 所示。

条件： $V_D=V_{DB}$=15V、Tj=125℃、IGBT 导通占空比=10、30、50、70、90%

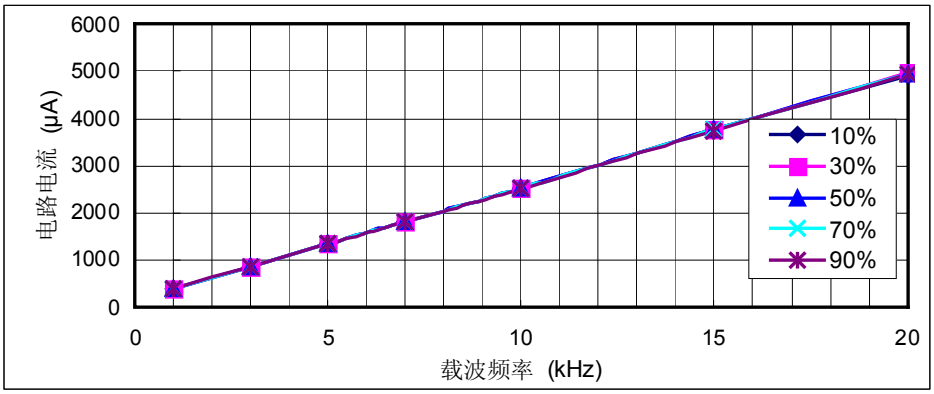


图 4.6 PS21A7A 的 I_{DB}-载波频率特性（典型例子）

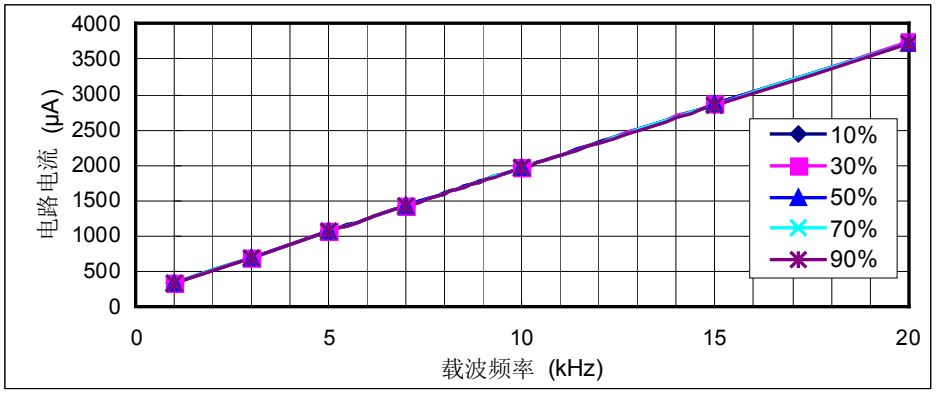


图 4.7 PS21A79 的 I_{DB}-载波频率特性（典型例子）

■ **自举二极管的选择**

建议选用耐压超过 600V 的二极管。DIPIPM 的电源电压 Vcc 最大额定值为 450V，加上浪涌电压 50V，则加在二极管上的实际电压为 500V。如果再考虑 100V 的裕量，600V 等级的二极管是必须的。此外，强烈推荐具有快速恢复特性的二极管（反向恢复时间小于 100ns）。

■ **控制电源 V_D、V_{DB} 间的噪声滤波器**

推荐在控制电源引脚（V_{P1}-V_{PC}，V_{N1}-V_{NC}，V_{UFB}- V_{UFS}，V_{VFB}- V_{VFS}，V_{WFB}- V_{WFS}）之间加入 0.22～2μF 的薄膜或陶瓷电容型的噪声滤波器。如果电源寄生阻抗小，也可选用小一些的噪声滤波电容。电源电压噪声的波动率应小于±1V/μs，纹波电压小于 2V。

参考：

通常有 2 种控制电源。第一种是输入 DC 电源来自 AC 变压器的 DC-DC 变换器（3 端调节器）。另一种是输入 DC 电源来自开关电源 SMPS 的 DC-DC 变换器（开关调节器）。

注：

自举电容完全充满电后，在正常的 PWM 开始前应给 P 侧 IGBT 输入一个 IC 复位脉冲（最小允许脉宽即可）。

第 5 章　其它

5.1　包装规格

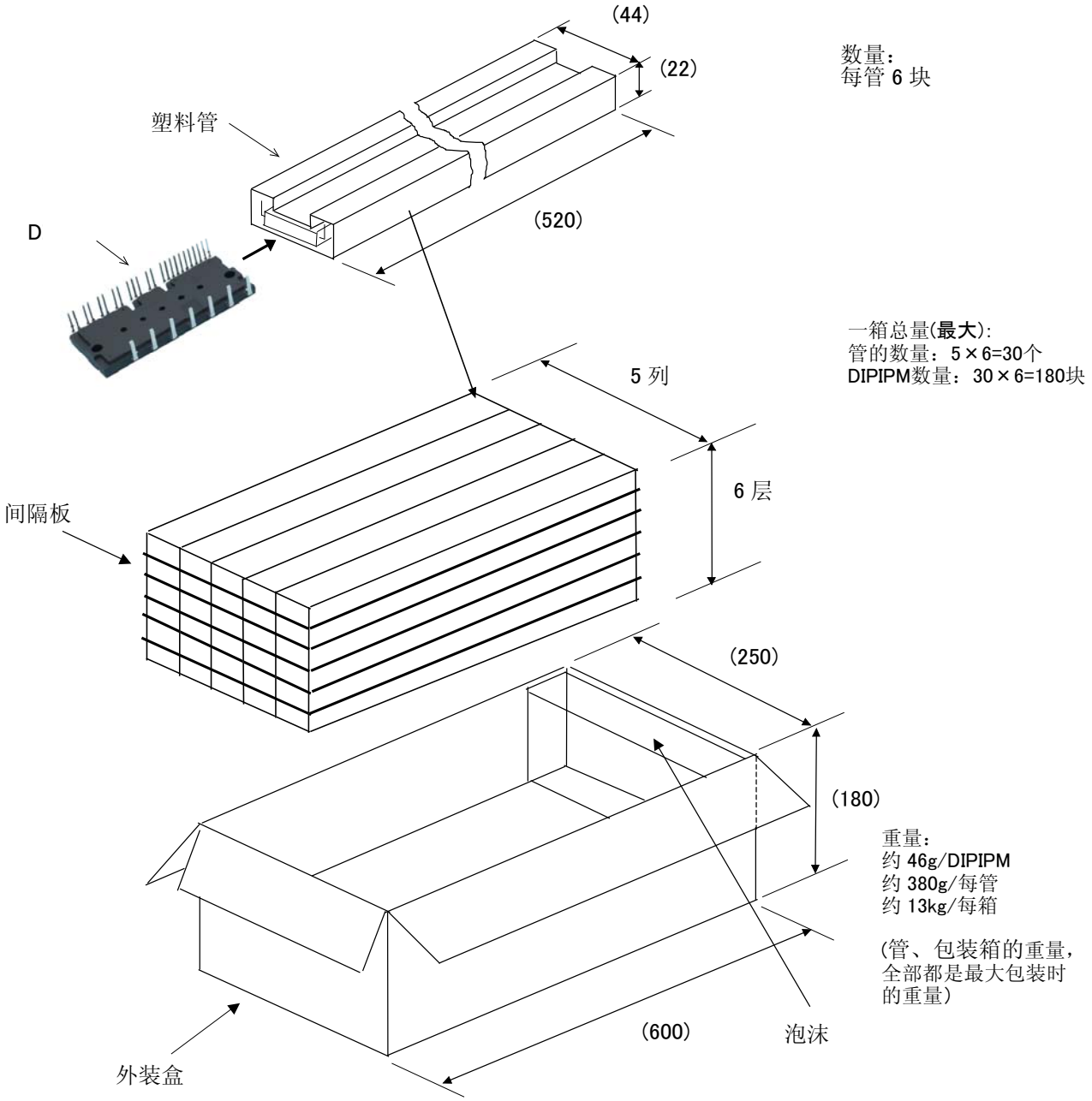


图 5.1　包装规格

5.2 使用注意事项

	⚠ 注 意
运输搬运方法	(1) 运输中请按正确的方向放置包装箱。倒置和倾斜放置会使模块承受异常压力，容易引起引脚变形和树脂外壳的破损。 (2) 投掷、坠落会导致模块单元的损坏。 (3) 浸湿包装箱可能导致器件工作时被击穿。应注意在雨天或雪天运输时不要弄湿包装箱。
贮存方法	本产品存放场所的温度和湿度最好在5～35℃和45～75％的常温常湿范围内，在与此温度湿度差别极大的环境下存放产品可能会导致产品的性能和可靠性降低。
长期存放	本产品长期（1年以上）存放时，请注意采用除湿措施。长期存放后，使用的时候，请确认外观没有伤痕、污渍和铁锈等。
使用环境	避免将模块暴露在水、有机溶剂、腐蚀性气体、爆炸性气体、粉尘或腐蚀性药剂中，因为这些环境可能导致严重问题。
阻燃性	环氧填充树脂及外壳材料符合UL94-V0标准，但不排除燃烧的可能。
静电对策	DIPIPM模块采用适用于MOS栅极结构的专用IC，为了避免模块因静电损坏，请注意下列事项： (1) 防止静电破坏的注意事项 如果由人体和包装材料的静电引起的过高电压 (超过输入引脚的最大额定电压)施加到控制引脚上，就有可能导致模块损坏。为了预防静电击穿，尽可能地控制静电并在其出现时尽可能快地将其释放掉。 ① 在运输过程中不要使用容易产生静电的包装材料。 ② 确保在使用前将模块存放在塑料套管中，而且不能用手直接接触引脚。 ③ 在模块的安装过程中，始终保证设备和操作员的身体接地。建议在工作台表面及周围地板上铺设接地的导电垫。 ④ 当已安装在印刷电路板上的模块的引脚开路时，模块可能会因印刷电路板上的静电而破坏。 ⑤ 使用电烙铁焊接引脚时，请将烙铁接地。 (2) 控制引脚开路时注意事项 ① 控制引脚开路时，不要在集电极和发射极之间加电压。 ② 拆下模块前应将各控制引脚短路。

安全设计及使用本手册的注意事项

・本公司尽最大努力来提高产品的质量和可靠性。然而，半导体产品仍有可能被破损或者发生故障。所以应该重视安全性，采取冗余的防火和防故障的设计，使得即使这些产品被击穿或出现故障，也不会导致包括人身安全、火灾和社会问题的事故。

使用本手册时的注意事项

・本手册仅作为客户应用三菱电机半导体产品时的参考资料。所以本公司不承诺允许使用与本手册中描述的产品信息有关的知识产权和其他专利权。

・使用本手册中描述的产品数据、图形、表格以及应用电路举例而造成的任何损坏事故和任何侵害第三者的行为，本公司不承担任何责任。

・本手册中描述的产品数据、图形和表格等是模块在其发表时的产品信息，它们将来可能发生变化，恕不另行通知。

・在购买相关产品前，请与三菱电机或代理商取得联系，或者登录三菱电机半导体主页(http://www.mitsubishichips.com/)来确认产品的最新消息。

・本手册中记载的信息是经反复推敲，尽量确保其正确。但万一因本资料记述错误给客户造成损失，三菱电机不承担任何责任。

・本手册中记载的产品数据、图形、表格等技术性内容，以及机械程序、方法的转换，不只是单独评价的，而是依赖整个系统来总体评价的。请自行判断是否适用。三菱电机对此不负任何责任。

・本手册中记载的产品并非用来设计与那些可能直接危害人的生命的设备或系统。如果您需要将这些产品应用于诸如运输设备、医疗仪器、航空器械、核反应控制器、燃料控制器或者海底传输装置等，请与三菱电机或其代理商联系。

・对于本手册的传播和复制，要事先取得三菱电机的书面许可。

・如果您对本手册有任何疑问，请与三菱电机或其授权代理商联系。